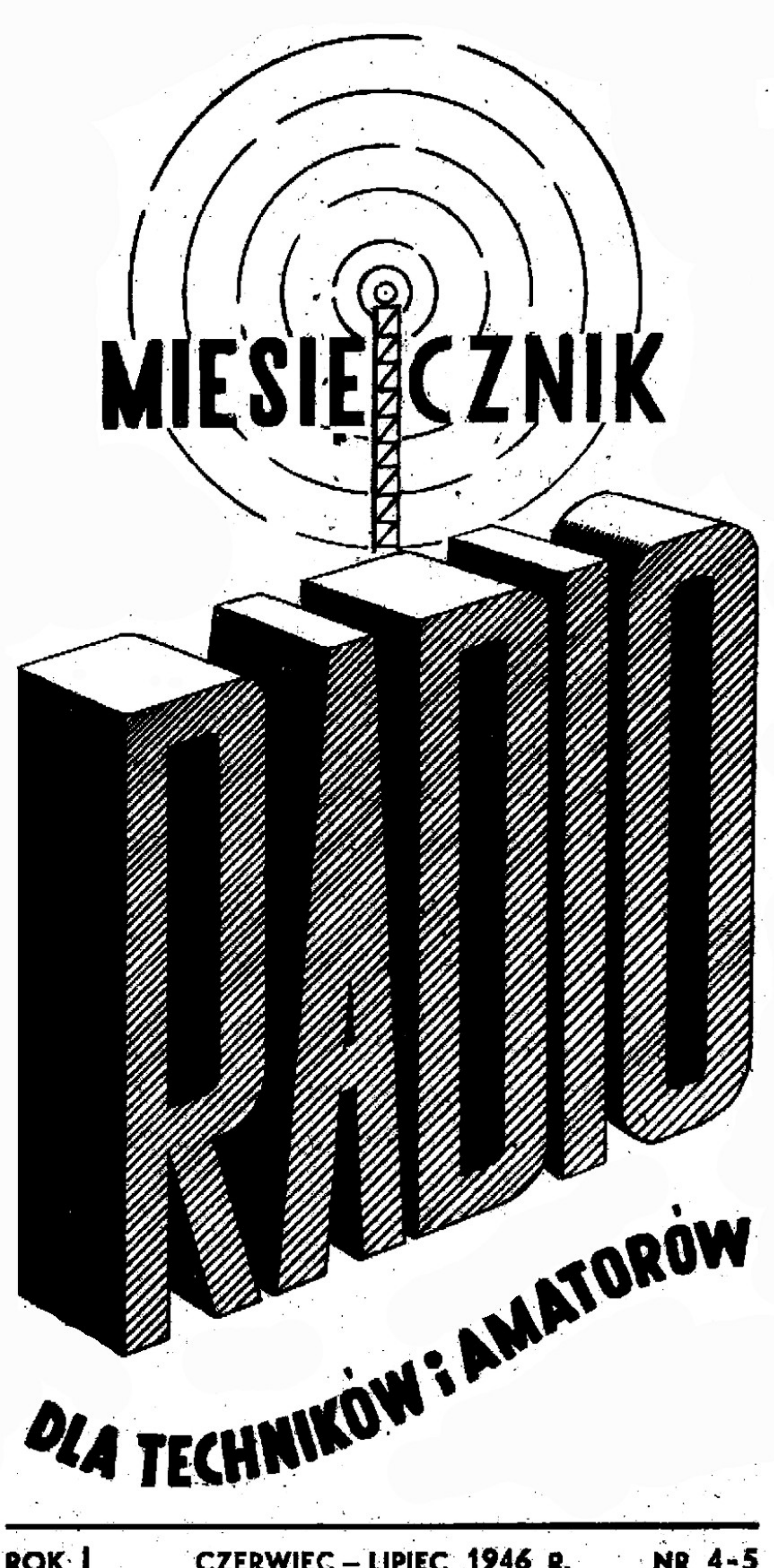



ROK I CZERWIEC – LIPIEC 1946 R. NR 4-5

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

Egzemplarz podwójny

cena 100 zł

## TREŚĆ NUMERU:

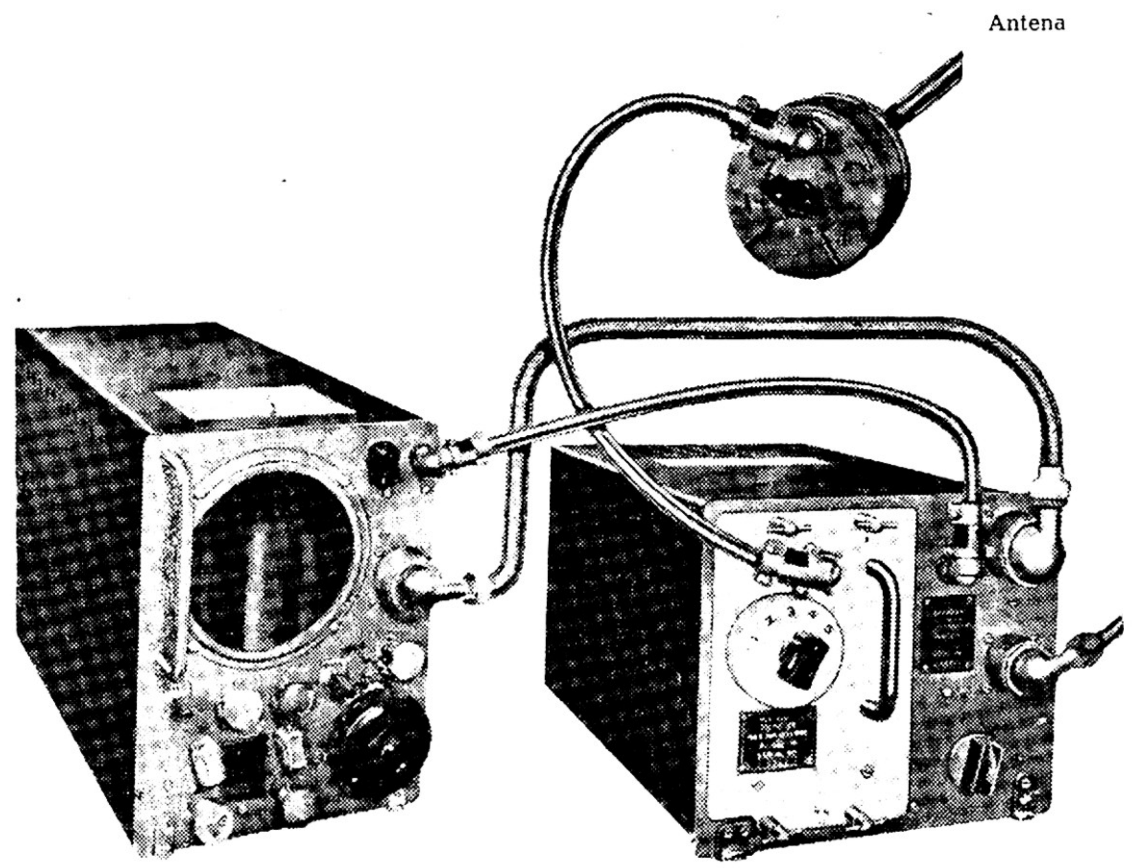
# RADIO

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok I | czerwiec — lipiec 1946 | Nr 4-5

Inż. ZIÓŁKOWSKI JERZY

# Postępy w dziedzinie radionawigacji




Wskaźnik — Lotnicza stacja odbiorcza GEE — Odbiornik

Celem służb radiowych w nawigacji jest udzielenie nawigatorowi pomocy w jego trudnych czynnościach prowadzenia okrętu lub samolotu. Ani warunki złej widoczności, ani burze lub inne trudności nawigacyjne nie mogą stać się przeszkodą w utrzymaniu kursu i w osiągnięciu zamierzonego celu.

Przyrządy kontrolne, zapewniające, mimo warunków katastrofalnych, pewność i bezpieczeństwo jednostce żeglującej, będą ideałem urządzeń służb radiowych w nawigacji. Okręt lub samolot poza różnymi urządzeniami drugorzędnymi winien być wyposażony w aparatury:

1. służące do dokładnego określenia w każdej chwili położenia jednostki żeglującej w stosunku do jej kursu,
2. zapewniające nawigatorowi zdolność widzenia w warunkach złej widoczności.

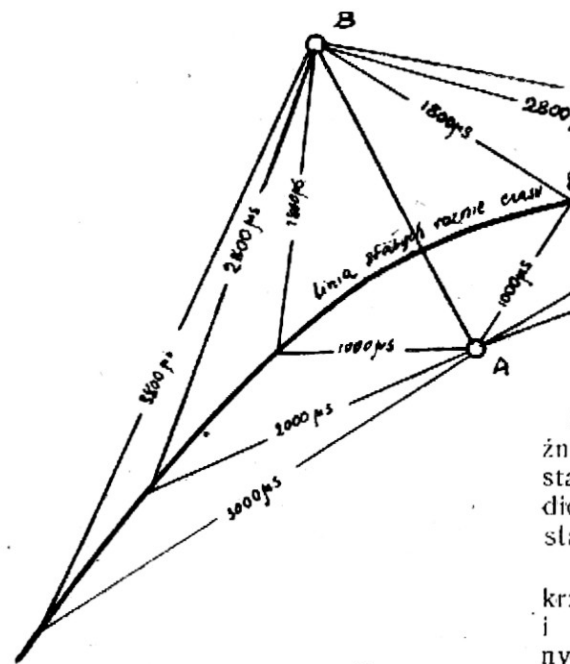
Ostatnia wojna światowa przyniosła szereg wielkich udoskonaleń i wynalazków w technice radiowej. Zdały już egzamin użyteczności w czasie kilkuletniej eksploatacji nowoczesne urządzenia radiowe zapewniające jednostkom morskim i powietrznym bezpieczeństwo i pewność dotychczas nieosiągalne. Tak zwane systemy hiperboliczne, metodą prostych pomiarów pozwalają określić położenie jednostki w dalekiej odległości (setki a nawet tysiące kilometrów) od radiostacji wysyłających sygnały pomiarowe. Do tej grupy aparatur należy system angielski „GEE", „DECCA", „POPI" oraz amerykański „Loran".

Obok aparatur służących do wyznaczenia położenia w stosunku do kursu, rewelacją jest t. zw. urządzenie radarowe (PPI Radar). Urządzenie to na ekranie lampy oscylograficznej daje dokładny obraz zarysu otaczających przedmiotów niezależnie od pogody, jasności i pory dnia.

Czas przebycia drogi przez fale radiowe zmienia się proporcjonalnie do wielkości drogi. Współczynnik proporcjonalności to szybkość rozchodzenia się fal elektromagnetycznych w powietrzu ($3.10^5$ km/sek).

Mierząc więc różnice czasów dojścia impulsów do punktu obserwacyjnego od poszczególnych stacyj, określamy równocześnie różnice odległości tego punktu od nadajników. Odpowiedni dobór kolejnych położeń punktu obserwacyjnego, tak by różnica czasów otrzymana z pomiarów była stała, wyznaczy nam krzywą ruchu punktu. Krzywa ta to hiperbola (rys. 1) o charakterystycznej właściwości: odległość każdego punktu hiperboli od dwóch stałych punktów t. zw. ognisk hiperboli różni się o wartość stałą.

Dla kolejnych wielkości różnic czasów otrzymamy rodzinę hiperbol, których ogniska pokrywają się z położeniem radiostacyj nadawczych.




Rys. 1.

Przedmioty niewidoczne dla oka ludzkiego w czasie mgły lub nocy wyraźnie rysują się na ekranie, zapewniając nawigatorowi pracującemu nawet w kabinie możność obserwacji otoczenia statku.

Po tym ogólnym omówieniu celowości i zadań nałożonych na służby radionawigacyjne zostanie szerzej omówiona sprawa nowoczesnych urządzeń radionawigacyjnych.

## SYSTEMY HIPERBOLICZNE.

### Zasada działania:

Dwie radiostacje nadawcze wysyłają równocześnie impulsy fal elektromagnetycznych.

Impulsy te odbiera nawigator znajdujący się w pewnej odległości od obydwu stacyj.

Ścisłe określenie położenia punktu na płaszczyźnie wymaga obok wyżej wymienionych dwóch stacyj nadawczych użycia jeszcze jednej pary radiostacyj, tak położonych, iż linie łączące pary stacyj przecinając się, tworzą kąt ostry.

Otrzymujemy w tym wypadku dwie rodziny krzywych hiperbol wzajemnie się przecinających i tworzących siatkę spółrzędnych hiperbolicznych.

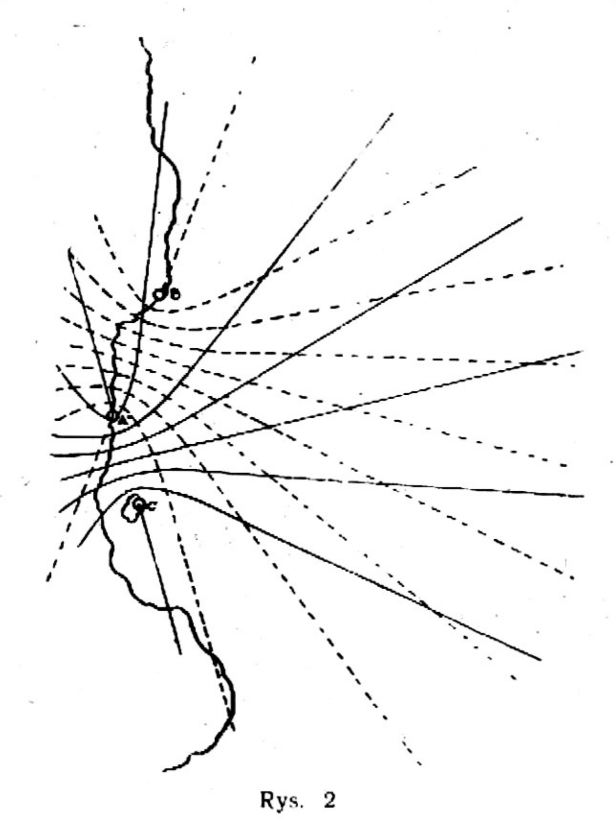
Pomiar na okręcie lub samolocie różnic czasów przybycia impulsów dla każdej pary radiostacyj osobno określa spółrzędne hiperboliczne położenia jednostki na płaszczyźnie.

W praktyce nie stosujemy dla pracy w pewnym kierunku czterech radiostacyj nadawczych. Ograniczamy ilość do trzech nadajników, pracując następująco: radiostacja sterująca znajduje się w środku między stacjami pomocniczymi (rys. 2), wysyła ona impulsy w przestrzeń i impulsy synchronizujące od dwóch pozostałych radiostacyj, które równocześnie ze stacją główną względnie z pewnym opóźnieniem promieniują energię w przestrzeń.

Na tej zasadzie działania opiera się system „GEE". Pewne różnice cechują systemy „Loran" i „Decca".

**1. System „GEE“ *).**

Radiostacje systemu „GEE“ pracują na częstotliwości w zakresie od 20 do 85 Mc/sek. Użycie stosunkowo wysokiej częstotliwości zapewnia niezakłócony odbiór fali przyziemnej, wolny od błędów wywołanych falami odbitymi oraz nie zniekształcony statycznymi interferencjami występującymi w czasie lotów śnieżnych w chmurach.



Rys. 2

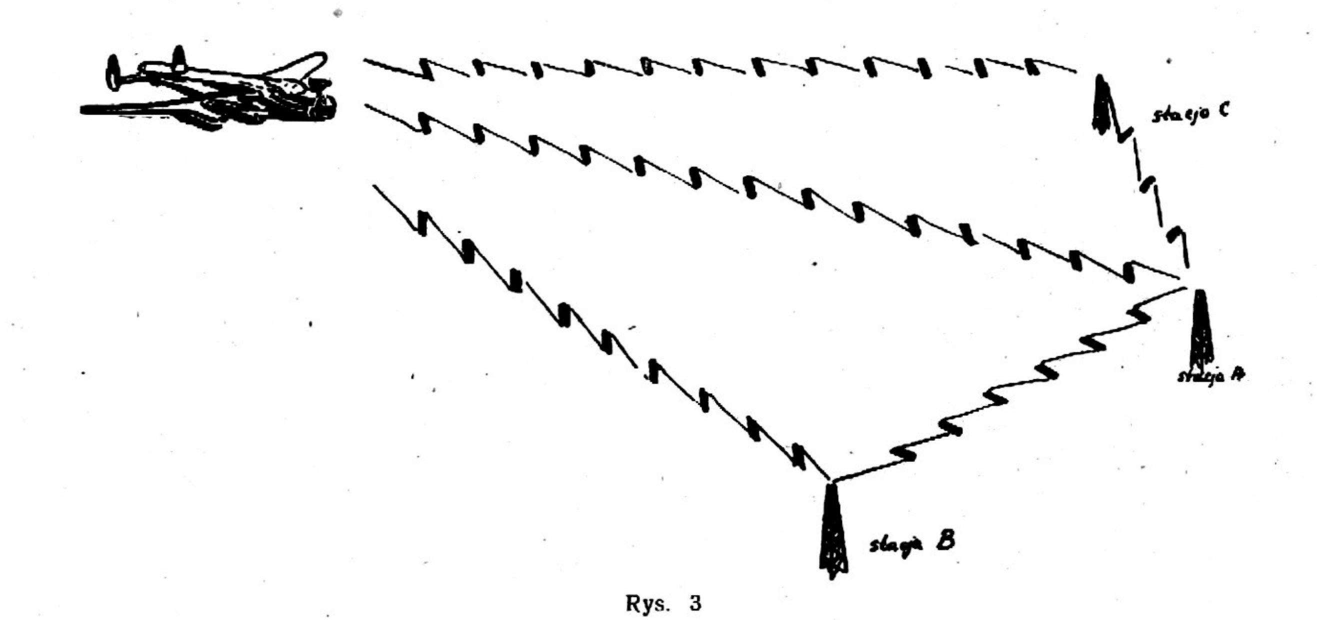
Energie fal elektromagnetycznych promieniuje system „GEE“ pod postacią ostrych impulsów o mocy chwilowej 300 KW. Czas trwania impulsu rzędu kilku mikrosekund. Metoda impulsów eleminuje błędy powstałe na skutek odbioru sygnałów odbitych od elementów metalowych. Pomiar wykonujemy na podstawie impulsów przychodzących bezpośrednio. Impulsy odbite, opóźnione w czasie nie są brane pod uwagę.

Sygnały wysyłane są przez 3 stacje nadawcze — główną i dwie pomocnicze (rys. 3).

Odległość stacyj pomocniczych od głównej wynosi około 70 mil. Rejestracja impulsów odbywa się przy pomocy niewielkiego urządzenia odbiorczego (waga około 35 kg) na ekranie dwuwiązkowego oscylografu katodowego.

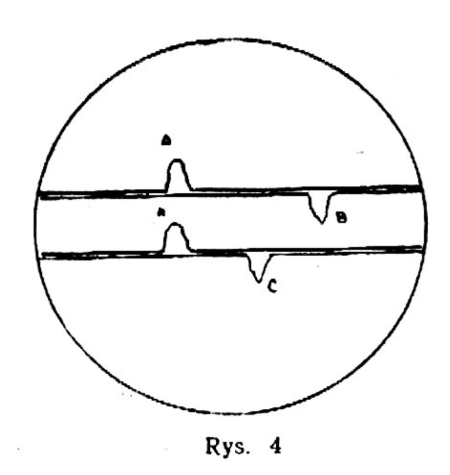
Dzięki urządzeniom stroboskopowym można przeprowadzić dokładny pomiar różnic czasów przychodzących impulsów. Otrzymane wielkości we współrzędnych hiperbolicznych określają położenie okrętu lub samolotu.

Zasięg systemu „GEE“ wynosi około 100 mil. Dokładność określenia położenia, zależna od odległości, skręcenia krzywych położenia oraz innych wielkości jest różna. W dużych oddaleniach od stacyj nadawczych wynosi około 0,8% odległości, przy małych jest rzędu 0,3%.




Rys. 3

*) Dzi‘



Rys. 4

System „GEE" stosowano szeroko w żegludze na Morzu Północnym i w Kanale Angielskim. Korzystano z tych aparatów w czasie inwazji i w czasie zbiorowych nalotów na Niemcy. „GEE" określa położenie dowolnej ilości jednostek morskich lub powietrznych i przez to pozwala wykonać wszelkiego rodzaju plany grupowe, zapewniając bezpieczeństwo równoległego i równoczesnego ruchu w złych warunkach atmosferycznych.

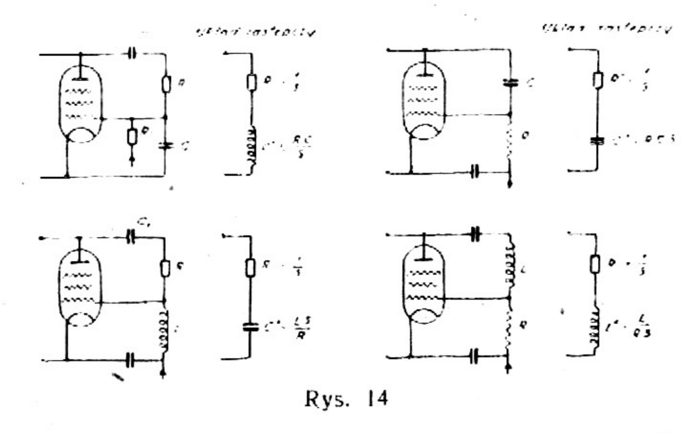
W czasie wojny wykonano powyżej 50.000 urządzeń pokładowych lotniczych — większa część tych urządzeń czeka na wykorzystanie w lotnictwie cywilnym.

c. d. n.

# Przegląd zagadnień w budowie odbiorników

(Ciąg dalszy)

Układy te (rys. 14) pracują jak następuje. Pomiędzy katodą i anodą istnieje napięcie zmienne

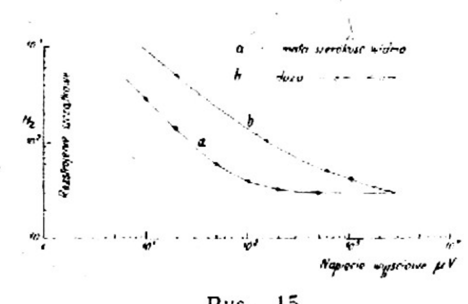

Rys. 14

nap. napięcie na obwodzie strojonym oscylatora; do siatki sterującej doprowadzone jest napięcie przesunięte względem napięcia anodowego +90° lub — 90°, odpowiednio do czego prąd anodowy jest przesunięty względem napięcia +90° lub —90°. Układ zachowuje się tak, jakgdyby między katodą i anodą znajdowała się pojemność C lub indukcyjność L, których wielkość zależna jest od nachylenia charakterystyki S. By otrzymane w ten sposób L lub C posiadały małą stratność opór zastępczy R' musi mieć znikomą wartość. Praktycznie biorąc wpływ oporu R' można pominąć.

Maksymalna zmiana nastrojenia za pomocą L w zakresie średniofalowym przy częstotliwości oscylatora 1000 ÷ 2000 kc/s jest osiągalna w granicach 1 : 2, zaś za pomocą pojemności — w granicach 1 : 8.

Dla uniezależnienia się od wpływu sąsiednich, pod względem częstotliwości, stacji należy ograniczyć zakres pracy części kontrolującej do odstępu ± 4 kc od częstotliwości nośnej. Wymaganie to lepiej spełniają układy z dostrojeniem indukcyjnym, które też jest przeważnie stosowane. Odseparowanie układu kontrolującego od reszty odbiornika jest niezbędne dla uniknięcia wzajemnego oddziaływania. Funkcję tę spełnia specjalna lampa separująca. W zależności od otrzymywanego napięcia regulującego i krzywej zmiany nastrojenia oscylatora w funkcji tego napięcia pozostaje pewne rozstrojenie szczątkowe, którego nie sposób już wyrównać, gdyż otrzymywane napięcia regulacyjne są już niewystarczające.

Rys. 15 daje krzywą szczątkową rozstrojenia przy automatycznej regulacji strojenia dla dwóch


Rys. 15

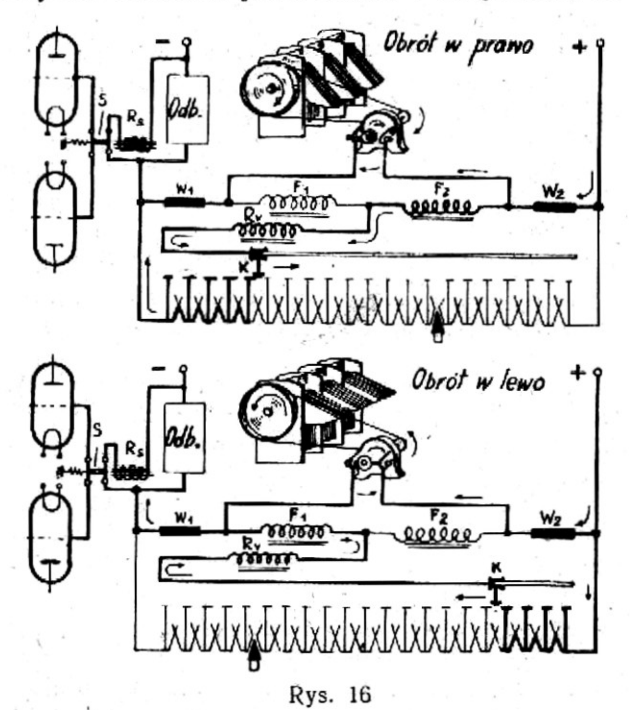
szerokości wstęgi (a — najwęższa szerokość, b — najszersza szerokość wstęgi) w zależności od napięcia wejściowego przy początkowym niedostrojeniu 1000 c/s.

Przy dużych napięciach wejściowych szczątkowe rozstrojenie po regulacji wynosi 30 c/s, a więc do pierwotnego rozstrojenia jest w stosunku 1 : 30; przy napięciach wejściowych 100 — 200 μV rozstrojenie szczątkowe wynosi około 100 c/s.

Automatyczne dostrajanie znalazło praktyczne zastosowanie w odbiornikach drogich jako uzupełnienie do strojenia przyciskowego. Strojenie przyciskowe (klawiszowe) daje możność przewidzieć z góry szereg ważniejszych stacji nadawczych i jest ono z reguły dodatkiem do normalnych środków nastrojczych. Ilość stacyj nastawianych za pomocą przycisków mieści się w granicach 6 do 10 i tylko luksusowe odbiorniki radiofoniczne posiadają do 20 przycisków.

Użyteczność urządzenia jest uzależniona od niezmienności nastawiania pod wpływem czasu. Jak dotychczas można ją osiągnąć tylko w zakresie średniofalowym. Ze względu na to, że nastawianie za pomocą przycisków jest ograniczone tylko do niewielkiej ilości stacji musi istnieć możność wyboru tych stacji stosownie do życzenia, zakładając, że wybierane będą tylko stacje o silnym natężeniu pola w miejscu odbioru. Zależnie od sposobu nastawiania przyciskowego rozróżniamy urządzenia elektryczne oraz mechaniczne, do których należy również nastawianie za pomocą silnika.

Nastawianie silnikowe polega na uruchamianiu za pomocą przycisku silnika, sprzężonego przez odpowiednio dużą przekładnię z osią kondensatora, obracanego zresztą również i ręcznie. Przycisk nastawia jednocześnie i urządzenie, określające kierunek obrotu silnika i moment zatrzymania go. Urządzenie to jest nastawialne stosownie do życzenia.

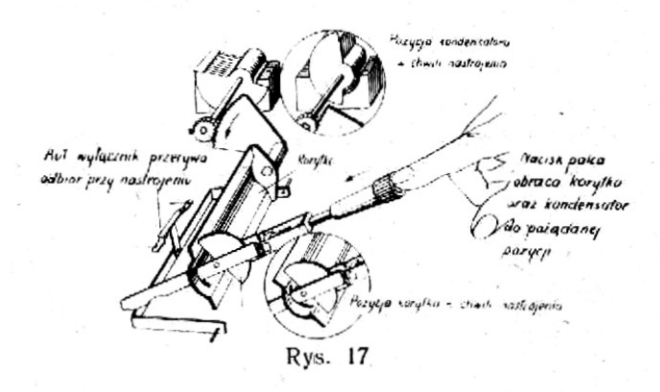


Rys. 16

Dokładność zatrzymania silnika na z góry określonym miejscu warunkuje dokładność nastawienia, o ile nie ma dodatkowej regulacji automatycznej nastrojenia. Przez odpowiednią przekładnię silnik — oś kondensatora, można wydłużyć drogę nastawiania tak, że na drodze czysto mechanicznej można osiągnąć dokładność 400 — 500 c/s.

Rysunek 16 podaje schemat nastrajania silnikowego odbiornika Körting Transmare o możliwości nastawiania przyciskowego 20 stacji, jednak wybór tych stacji nie może być zmieniany przez słuchacza. Naciśnięcie jednego z dwóch wzajemnie wyłączających się przycisków załącza silnik do źródła napięcia i określa przez usunięcie zwarcia szczotek kierunek biegu oraz moment zatrzymania. Niezbędna dokładność nastrojenia jest osiągalna przez dostrojenie automatyczne.

Rysunek 17 podaje układ strojenia przyciskowego mechanicznego. W urządzeniu takim korzysta się również z normalnych środków dostrojczych. Ruchy podłużne lub obrotowe przycisków są przekształcane przez precyzyjne przekładnie w ruch obrotowy kondensatora. Przy dużych kątach obrotu kondensatora wymagana jest albo duża siła nacisku na przycisk, bądź też długa droga. Najczęściej dotychczas jest stosowane strojenie przyciskowo mechaniczne z uprzednio nastrojonymi obwodami. Zamiast zwykłych obwodów ze zmiennym kondensatorem używane są obwody stałe, nastrojone na określoną częstotliwość. Przycisk spełnia wówczas rolę przełącznika. Urządzenie komplikuje się wraz z ilością obwodów strojonych odbiornika i dlatego też jest stosowane w odbiornikach o 2-ch obwodach strojonych (obwód wejściowy oraz obwód oscylatora). W większości wypadków obwody uprzednio nastrajane składają się ze stałej pojemności oraz indukcyjności zmiennej przez zmianę pozycji rdzenia z żelaza sproszkowanego. W ten sposób osiąga się zmianę indukcyjności w granicach 1 :1,5 do 1 : 2 i z tego względu na poszczególne przyciski mogą być wyznaczone tylko pojedyncze stacje. Przyciski są więc rozsiane na zakresie średnio i długofalowym. (d. c. n.)



Rys. 17

# Thyratrony oraz ich zastosowanie w radiotechnice

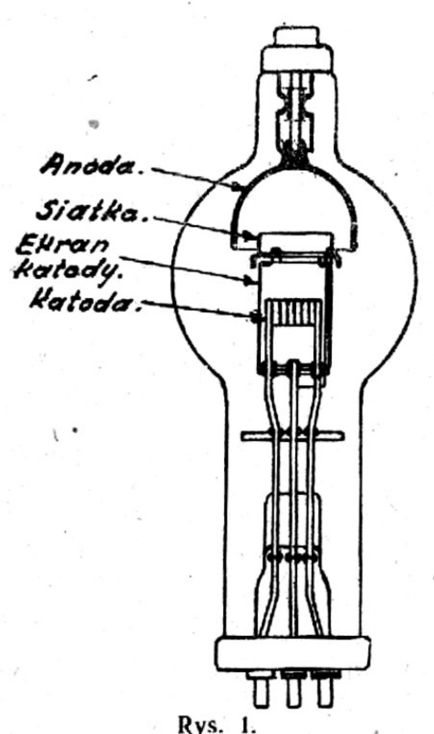
(Na podstawie artykułu w „Electrical Communication")

**1. Wstęp.**

Lampy z żarzoną katodą, wypełnione gazem lub parami rtęci, zostały wprowadzone dla celów praktycznych około 1928 r. z chwilą, gdy badania wykazały, że warunkiem ich pewnej pracy jest utrzymanie wartości spadku napięcia katodowego poniżej pewnej określonej wartości.

Wartość tę nazwano „napięciem niszczącym katodę". Jony o szybkości niższej, niż szybkość odpowiadająca napięciu niszczącemu katodę, nie powodują zniszczenia lub desaktywacji katody. Katodowy spadek napięcia o większej wartości uszkadza katodę przede wszystkim przez usuwanie zaktywowanej powłoki na katodzie w wyniku bombardowania przez jony oraz przez iskrzenie wzdłuż katody. Napięcia niszczące katodę posiadają dla różnych gazów rozmaite wartości, na przykład:

Dla neonu wartość ta wynosi 27 volt, dla argonu - 25 volt, dla par rtęci - 22 volt. Napięcie niszczące katodę jest zawsze wyższe niż potencjał jonizacyjny gazu, dzięki czemu stoi do dyspozycji pewien zakres roboczy spadku napięcia katodowego. Chwilowe wartości prądu anodowego nie mogą przekraczać wartości całkowitego prądu emisyjnego, gdyż wówczas spadek napięcia na lampie przekroczy wartość napięcia niszczącego katodę.




Rys. 1.
**Przekrój typowego thyratronu.**

Lampy tego rodzaju mogą być wykonywane nie tylko jako diody, lecz również jako triody, co pozwala na regulowanie prądu anodowego za pomocą napięcia siatki. Trójelektrodowe lampy, z bezpośrednio lub pośrednio żarzoną katodą, noszą nazwę „thyratronu". Dzięki niskiemu spadkowi napięcia na lampie oraz wysokiej emisji w stosunku do mocy żarzenia, straty mocy w thyratronie są bardzo małe na przykład w pośrednio żarzonych thyratronach większych typów otrzymuje się prąd emisyjny 1,25 A na 1 wat mocy żarzenia. Mogą być wykonywane obecnie thyratrony o 1000 Amp. emisji maksymalnej, praktycznie jednak nie przekracza się wartości 200 Amp. emisji szczytowej. Thyratrony, przeznaczone do pracy na wysokie napięcie pozwalają na napięcie zwrotne w granicach od 30000 Volt przy 5 Amp. emisji szczytowej do 15000 Volt przy 15 Amp. emisji szczytowej.

**Czynniki wpływające na pracę thyratronów.**

2. 1. **Spadek napięcia na łuku oraz prąd.**

Przy napięciu na siatce poniżej jonizującego potencjału dla danego gazu, thyratron pracuje, podobnie jak trójelektrodowa lampa próżniowa i prąd anodowy wzrasta proporcjonalnie $o V_a^{3/2}$ gdzie Va — napięcie anodowe.

Zakres tej pracy jest bardzo niewielki i z chwilą gdy natężenie pola w pobliżu katody przekroczy wartość odpowiadającą potencjałowi jonizacyjnemu, elektrony w drodze z katody do anody rozbijają neutrony cząsteczki gazu na elektrony i jony. Te ostatnie są przyciągane do katody i przez swą obecność neutralizują ładunek przestrzenny, istniejący wokół katody do chwili powstania jonizacji gazu. Prąd anodowy wzrasta nagle do wartości uzależnionej od wielkości oporu obciążenia. Zwiększając wielkość prądu w obwodzie obciążenia, powodujemy zwiększenie ilości powstających w thyratronie jonów, przy czym spadek napięcia na thyratronie jest wielkością stałą i wynosi od 8 do 15 Volt do momentu wykorzystania całej emisji z katody. Po przekroczeniu prądu emisyjnego otrzymujemy wzrost spadku napięcia na thyratronie a więc i wzrost szybkości jonów, bombardujących katodę; energia kinetyczna jonów jest wystarczająca dla zniszczenia katody.

Obserwujemy również iskrzenie wzdłuż katody. Zestawiając pomiary wykonane na wielu thyratronach z parami rtęci, stwierdzono, że istnieje

pewna wartość graniczna natężenia prądu anodowego na powierzchnię jednostkową katody, po przekroczeniu której obserwujemy iskrzenie wzdłuż katody. Wartość tego prądu jest zależna od ciśnienia par rtęci. Iskrzenie wzdłuż katody jest wywołane przez wydzielenie się ciepła przy przepływie prądu w oporze, jaki posiada warstwa aktywowana katody, lub przez wydzielanie się ciepła pod wpływem bombardowania katody przez jony. Wreszcie obydwie te przyczyny mogą występować jednocześnie.

Iskrzenie jest przeważnie zlokalizowane. Zwiększenie pobieranego z katody prądu ponad wartość dopuszczalną, daje nieustalone warunki cieplne, w przeciwieństwie do pracy bez iskrzenia, kiedy każda cząstka katody przyczynia się jednakowo do ogólnej emisji.

Przekroczenie przepuszczalności prądowej gazu lub pary metalu może wywołać nagłe zgaśnięcie łuku. Przepuszczalność prądowa (maksymalny, możliwy prąd anodowy) jest zależna jedynie od iloczynu gęstości gazu lub pary przez przekrój drogi przepływu prądu. Wartość graniczna tej przepuszczalności jest osiągnięta z chwilą, gdy w pewnym przekroju drogi prądu wewnątrz thyratronu wszystkie atomy zostają zjonizowane i neutralizują ładunek przestrzenny. Otrzymujemy wówczas warunki niezrównoważone. Pod wpływem zawsze istniejących pomiędzy wnętrzem a ściankami różnic potencjałów jony poruszają się do ścianek, na skutek czego przestrzeń wewnętrzna thyratronu jest pozbawiona atomów gazu, co przerywa wytwarzanie jonów i przepływ prądu. Zjonizowane atomy tracą swój ładunek na ściankach thyratronu, wracają do przestrzeni wewnętrznej i zostają po zjonizowaniu znów przyciągnięte do ścianek. Proces ten powtarza się nieskończenie wiele razy.

Ograniczenie ze strony gazu lub pary metalu zachodzi przy przekroczeniu wielkości prądu, jaki może być pobrany. Przyczyną może być:

a) nadmierny wzrost prądu, przepływającego przez thyratron w wyniku zmian w obwodzie obciążenia (zwarcia).

b) spadek ciśnienia gazu lub pary metalu poniżej przewidzianej normy, co zmniejsza przepuszczalność prądową (patrz par. 2.4). Zapobiec gaśnięciu łuku na skutek przeciążenia można przez wybór obwodów w ten sposób, by wartość prądu zwarcia thyratronu nie była przekraczana oraz przez utrzymanie temperatury thyratronu w granicach przewidywanych przez producenta thyratronu.

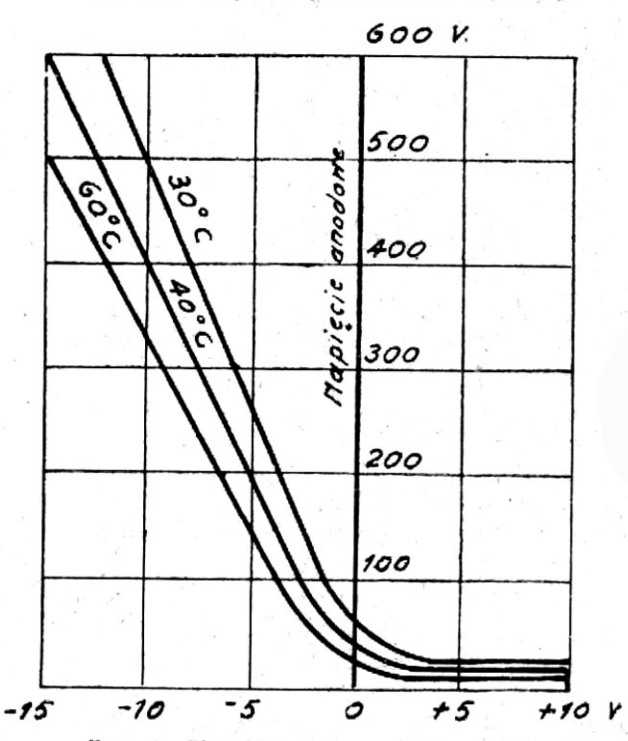
### 2. 2. Działanie siatki.

Przed powstaniem jonizacji przebiegi w thyratronie są podobne do zachodzących w trójelektronowej lampie próżniowej.

Im bardziej ujemna jest siatka tym większe musi być napięcie anodowe, by prąd zaczął płynąć. Stosunek napięcia anodowego do napięcia siatkowego w punkcie rozpoczęcia przepływu prądu w formie łuku elektrycznego nazywamy „współczynnikiem kontroli". Współczynnik ten posiada wartość stałą (z wyjątkiem obszaru bardzo małych napięć) przy danej temperaturze. W przeciwieństwie do lampy trójelektrodowej, gdzie współczynnik amplifikacji jest stosunkiem zmiany napięcia anodowego do zmiany napięcia siatkowego, w thyratronach współczynnik kontroli jest stosunkiem dwu wielkości stałych

$$M = \frac{V_a}{V_s} \quad \text{przy } i_a = 0$$

Krytyczne napięcie siatki
(napięcie przy którym zachodzi jonizacja)




Rys. 2. Charakterystyka napięcie siatki — napięcie anodowe.

Rysunek 2 podaje typowe wykresy napięcia anodowego w zależności od napięć siatkowych, przy których powstaje łuk, dla różnych temperatur.

Od chwili powstania łuku wewnątrz thyratronu siatka przestaje wpływać na wielkość prądu anodowego i nawet bardzo wysokie ujemne napięcia siatki nie są w stanie zgasić łuku. Wielkość prądu jest zależna wyłącznie od przyłożonego napięcia oraz od oporu obciążenia. Przepływ prądu może być przerwany przez zmniejszenie napięcia anody poniżej potencjału jonizacyjnego bądź też przez nadanie anodzie napięcia ujemnego. Ujemne napięcie na siatce w chwili przepływu prądu powoduje powstanie naokoło siatki otoczki z jonów dodatnich, neutralizując wpływ tego ujemnego napięcia na przestrzeń, przez którą przechodzi łuk. Zwiększenie ujemnego napięcia powoduje jedynie zwiększenie grubości otoczki jonowej. Zasilając anodę napięciem stałym, możemy prze-

rwać łuk przez zmniejszenie tego napięcia poniżej potencjału jonizacyjnego lub też dając na anodę ujemny impuls napięcia dostatecznie długotrwały, by zagwarantować skuteczną dejonizację wnętrza thyratronu. Przy zasilaniu anody napięciem zmiennym potencjał anody okresowo staje się ujemny i siatka odzyskuje swe właściwości sterujące pod warunkiem, że czas trwania ujemnego półokresu napięcia anodowego wystarcza na całkowitą dejonizację.

## 2. 3. Czas trwania jonizacji oraz dejonizacji.

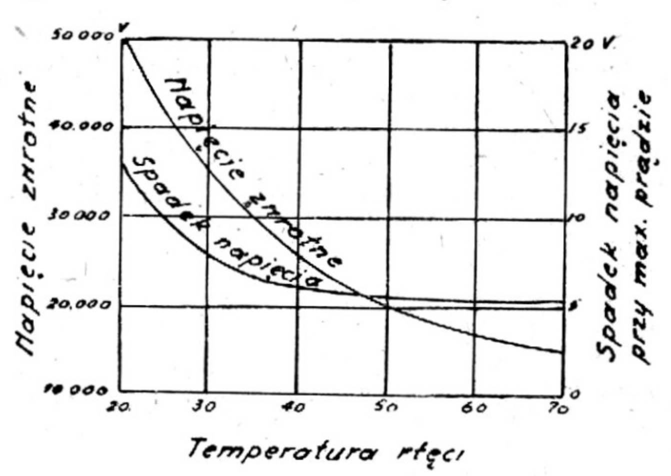
Czas, w ciągu którego zachodzi jonizacja zależny jest od ciśnienia gazu lub pary rtęci, napięcia anody i siatki, oraz od wymiarów geometrycznych thyratronu. Jako czas jonizacji należy rozumieć czas, w ciągu którego prąd osiąga swą pełną wartość odpowiadającą danemu napięciu anodowemu. Przeprowadzone badania wykazały, że czas jonizacji waha się w granicach 1 do 8 mikrosekund. Zmniejszenie ciśnienia wydłuża czas jonizacji, co również zachodzi przy zwiększeniu ujemnego napięcia siatki. Czas trwania dejonizacji jest zależny od geometrycznych wymiarów thyratronu i potencjału elektrod oraz w pewnym stopniu od obwodu obciążenia.

Czas dejonizacji wzrasta przy wzroście ciśnienia gazu i jest tym dłuższy, im większy jest prąd istniejący przed zgaśnieniem.

Czas dejonizacji wynosi od 10 do 1000 mikrosekund zależnie od wymiarów i typu lampy. Czas dejonizacji decyduje o górnej granicy częstotliwości, przy której może pracować thyratron; przeciętnie thyratrony mogą więc pracować przy częstotliwościach nie wyższych od 3 do 10 kc. Tylko niektóre typy mogą pracować przy częstotliwościach do 50 kc.

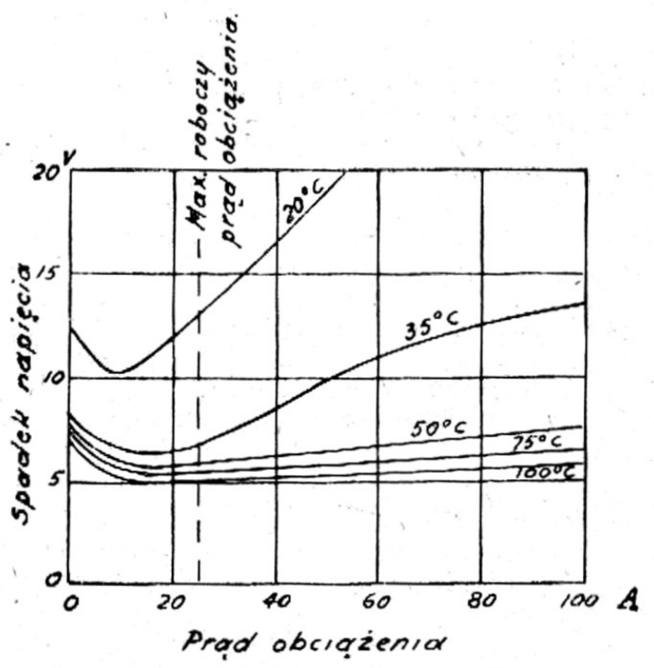
## 2. 4. Wpływ temperatury.

Thyratrony wypełnione gazami są praktycznie niezależne w swej pracy od temperatury, bo ciśnienie gazu jest zależne przede wszystkim od ilości gazu a tylko w małym stopniu od temperatury otoczenia. Tego rodzaju lampy są zatem używane w wypadkach, gdzie jest pożądana stałość charakterystyk bez utrzymania temperatury na stałym poziomie. Niestety możliwości prądowe i napięciowe thyratronów wypełnionych gazem są dużo mniejsze, niż z thyratronów z parami rtęci. Ciśnienie par rtęci w tych ostatnich zależne jest od temperatury najchłodniejszej części lampy to jest od miejsca, gdzie następuje skraplanie rtęci. Thyratrony pracują pewnie gdy temperatura ta znajduje się w granicach 20° C—70° C zależnie od pobieranego prądu oraz istniejącego napięcia zwrotnego. Optimum temperatury najchłodniejszej części thyratronu zawarte jest w granicach 41 C-48 C, co odpowiada ciśnieniu pary rtęci równemu 10 mikronom. Ze względu na to, że temperatura skroplonej w thyratronie rtęci jest wyższa od temperatury otoczenia o 10 °C do 15°C ta ostatnia nie może przekraczać zakresu 10° C — 60° C, zależnie od typu lampy. Wpływ temperatury przez zmianę ciśnienia par rtęci jest dwojaki: wzrost temperatury powoduje zmniejszenie spadku napięcia na thyratronie oraz zmniejsza napięcie zwrotne, jakie lampa wytrzymuje, bo zwiększa się czas dejonizacji. We wnętrzu thyratronu mamy więcej atomów par rtęci a więc i ilość zderzeń z elektronami jest większa. Rysunek 3 daje zależność spadku napięcia zwrotnego w zależności od temperatury.




**Rys. 3. Zależność napięcia zwrotnego oraz spadku napięcia od temperatury max. w typowym thyratronie wysokonapięciowym.**

Nadmiernie niska temperatura rtęci powoduje zmniejszenie ilości jonów, co z kolei daje wzrost spadku napięcia ponad wartość napięcia niszczącego katodę i w konsekwencji wywołuje dezaktywację katody. Proces powyższy ilustruje podany na rysunku nr. 4 przebieg zależności spadku napięcia od prądu przy niskiej temperaturze.




**Rys. 4. Zależność spadku napięcia od prądu przy różnych temperat. rtęci.**

Spadek napięcia niszczący katodę powstaje gdy temperatura par rtęci jest cokolwiek niższa od 15 C. Dla thyratronów pracujących na wysokim napięciu niezbędna jest pewna kontrola temperatury skroplonej rtęci. Lampy średniej mocy są chłodzone strumieniem powietrza o temperaturze *otoczenia, skierowanym na podstawę lampy.*

Chłodzenie takie staje się koniecznością z chwilą gdy temperatura otoczenia podniesie się ponad 25 C.

Thyratrony na bardzo dużą moc pracują przy stałej temperaturze — cały czas jest czynne chłodzenie powietrzne oraz grzejnik elektryczny tak, by temperatura skroplonej rtęci zawarta była w optymalnym zakresie **41° C - 48° C**.

Z tego co było wyżej powiedziane wynika, że napięcie żarzenia katody winno mieć zawsze wartość nominalną, a napięcie anodowe winno być włączone dopiero później niż napięcie żarzenia. Opóźnienie to pozwala na podniesienie temperatury rtęci do właściwej roboczej temperatury.

Wrażliwość na temperaturę thyratronów z parą rtęci jest wynikiem praw fizycznych i musi być przyjęta jako niewielkie zło konieczne w porównaniu z innymi, cennymi właściwościami, jakie zawdzięczamy parom rtęci.

### 2. 5. Prąd siatki i moc niezbędna do wysterowania.

Moc, niezbędna do wysterowania thyratronu, jest bardzo mała; na przykład komórka fotoelektryczna może bez dodatkowego wzmocnienia wysterować thyratron dużej mocy. Dalszą redukcję mocy sterującej daje wprowadzenie drugiej siatki, *tak zwanej siatki ekranującej (Rys. 1 c). W thyratronach* z taką siatką moc sterująca stanowi zaledwie 0,01 wartości mocy, niezbędnej do wysterowania lampy trójelektrodowej próżniowej. Poza tym siatka sterująca jest połączona z katodą a więc posiada potencjał zerowy; odległość siatki ekranującej od anody jest niewielka tak, że czas dejonizacji zostaje skrócony. W thyratronach z siatką ekranującą w obwodzie siatki mogą być używane opory szeregowe do 5 megomów.

We wszystkich typach thyratronów prąd siatki przed i po rozpoczęciu przepływu prądu anodowego jest różny co do kierunku i wielkości. Przed powstaniem łuku prąd siatki jest wywołany przez elektrony płynące do siatki i posiada wartość rzędu mikroamperów. Z chwilą powstania łuku prąd *siatki zmienia kierunek i wartość jego wzrasta* do wielu mikroamperów. Prąd jest wywołany przez strumień jonów, przyciąganych przez ujemny potencjał siatki. Nadając siatce dostatecznie wielki potencjał dodatni, można znów spowodować zmianę kierunku prądu siatki i dalszy jego wzrost, aż do powstania łuku między katodą i siatką z chwilą przekroczenia potencjału jonizującego.

Dla ograniczenia prądu siatki z chwilą powstania łuku w obwodzie anodowym i dla zmniejszenia potencjału siatki przy doprowadzonych do niej napięciach dodatnich daje się w obwodzie siatki szeregowy wysokoomowy opór.

Moc sterująca thyratron przed rozpoczęciem łuku jest bardzo mała (rzędu mikrowatów) a zatem zawada obwodu siatki może być bardzo duża.

Z chwilą powstania łuku sprawa mocy sterującej jest już drugorzędna, gdyż obwód sterujący spełnił już swoje zadanie. Również czynnik czasu odgrywa tu rolę, bo napięcie sterujące jest niezbędne tylko w ciągu czasu koniecznego dla rozpoczęcia jonizacji.

### 2. 6. Zapłony zwrotne.

Jak już żeśmy wzmiankowali, wysokie ciśnienie gazu utrudnia dyfuzję jonów do ścianek oraz do *elektrod thyratronu. Te pozostałe jony mogą spo*wodować zapłon zwrotny zaraz na początku ujemnego półokresu napięcia na anodzie. Zapłony zwrotne mogą powstać nie tylko na początku ujemnego półokresu, lecz także i wówczas, gdy wnętrze lampy jest już pozbawione jonów.

Istnieje hipoteza, że zapłony zwrotne są powodowane przez niewielkie cząsteczki materiałów izolacyjnych, przypadkowo obecne na powierzchni anod, z chwilą powstania na tych cząsteczkach ładunków, wystarczających do emisji elektronów. Powstanie ładunków może być spowodowane przez pozostałe po łuku jony lub przez wyładowanie jarzące, i *zależnie od tego zapłon zwrotny* powstaje na początku ujemnego półokresu napięcia na anodzie, kiedy jeszcze istnieją pozostałe jony, lub też w środku ujemnego półokresu kiedy napięcie to osiąga maximum.

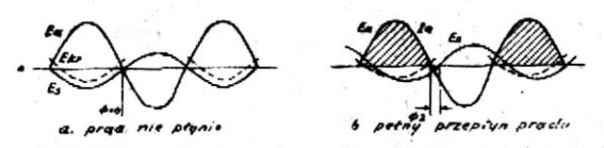
## 3. Sposoby sterowania thyratronów.

Ze względu na to że siatka może jedynie zapoczątkować przepływ prądu anodowego, zaś później nie ma nań żadnego wpływu, inne metody sterowania stosowane są dla napięć anodowych zmiennego i stałego. Przy napięciu anodowym stałym zgaśnięcie łuku może nastąpić dopiero z chwilą gdy napięcie spadnie poniżej napięcia jonizującego, co wymaga specjalnych urządzeń, podczas gdy przy napięciu anodowym zmiennym *warunki takie zachodzą automatycznie w końcu* każdego dodatniego półokresu.

### 3. 1. Włączanie i wyłączanie pełnej wartości prądu anodowego.

Zmiana napięcia siatki powyżej wartości krytycznej daje początek przepływu prądu i jest to stosowane zarówno dla napięcia anodowego stałego jak i zmiennego. Napięcie siatki może poza tym być otrzymywane ze źródła prądu stałego lub też zmiennego.

Włączanie i wyłączanie pełnej wartości prądu anodowego w wypadku zasilania anody i siatki napięciem zmiennym może być przeprowadzone przez zmianę fazy napięcia siatkowego.



Rys. 5. **Włączanie i wyłączanie pełnej wartości prądu przy zmiennym napięciu anodowym.**

Na rysunku 5 mamy wykresy napięcia anodowego — Va i prądu anodowego Ia podane dla uproszczenia w jednej skali, oraz napięcia siatki — Vs i napięcia krytycznego siatki — Vkr. Na rysunku 5 a napięcie siatkowe Vs jest przesunięte o 180° w stosunku do napięcia anodowego i prąd anodowy nie płynie. Przesunięcia fazy napięcia siatkowego będziemy liczyć od przesunięcia o 180° w stosunku do napięcia anodowego jako od punktu zerowego. Opóźniając napięcie siatkowe o kąt $\varphi_2$ (rys. 5b) powodujemy przepływ prądu anodowego. Łuk powstaje na początku każdego dodatniego półokresu napięcia anodowego i gaśnie z chwilą, gdy napięcie anodowe stanie się równe zeru.

Zmiana fazy napięcia siatkowego daje tu nagłą zmianę od prądu zerowego do pełnej wartości prądu.

### 3. 2. Zmiana średniej wartości prądu.

Regulacja średniej wartości prądu anodowego jest możliwa przez przyspieszenie fazy napięcia w stosunku do punktu zerowego, przyjętego w poprzednim rozdziale. Łuk powstaje wówczas w końcu dodatniego półokresu napięcia anodowego i trwa póki to napięcie nie osiągnie wartości zerowej.

Dalsze przyspieszenie fazy napięcia siatkowego zwiększa kąt przepływu prądu anodowego, a więc zwiększa jego wartość średnią. Opóźnianie fazy napięcia siatkowego wywiera wpływ odwrotny i zmniejsza średnią wartość prądu.

Istnieje szereg metod zmiany średniej wartości prądu anodowego; zestawienie stosowanych metod podaje rysunek 6.

a. Przyspieszenie fazy napięcia siatkowego.

Sposób ten daje regulację prądu w sposób ciągły od zera do pełnej wartości.

b. Nadawanie siatce regularnych dodatnich impulsów napięcia z częstotliwością napięcia anodowego. Zmieniając fazę tych impulsów w stosunku do końca dodatniego półokresu napięcia anodowego otrzymujemy ciągłą regulację prądu od zera do pełnej wartości.

c. Zwiększenie składowej stałej napięcia siatkowego przy zachowaniu amplitudy i przesuniętej o 90° fazy skadowej zmiennej napięcia siatki. Nadając składowej stałej napięcia siatki wartość dodatnią, równą przynajmniej amplitudzie składowej zmiennej tegoż napięcia, zapoczątkujemy przepływ prądu anodowego. Regulacja prądu odbywa się w sposób ciągły od zera do pełnej wartości prądu.

d. Zmniejszanie amplitudy zmiennego napięcia siatkowego, przyspieszonego w fazie o stały kąt na przykład 30°.

Metoda ta pozwala otrzymać regulację w sposób ciągły w zakresie od 30° do połowy okresu, nie daje możności zmniejszenia prądu do wartości zerowej .

e. Zwiększanie stałego napięcia na siatce od wartości większej od napięcia krytycznego siatki dla amplitudy napięcia anodowego do wartości niższej od napięcia krytycznego, odpowiadającego potencjałowi jonizującemu. Sposób ten daje nagłą zmianę przewodzenia w zakresie od 0 do 1/4 okresu, następnie zaś pozwala na regulację ciągłą do pełnej wartości prądu.

f. Zmiana kształtu niesymetrycznej krzywej napięcia siatkowego, tak że punkt przecięcia z krytycznym napięciem siatkowym jest przyśpieszany w stosunku do końca dodatniego półokresu napięcia anodowego. Metoda ta daje regulację ciągłą od zera do pełnej wartości prądu.

### 3. 3. Uwagi ogólne co do układów sterujących.

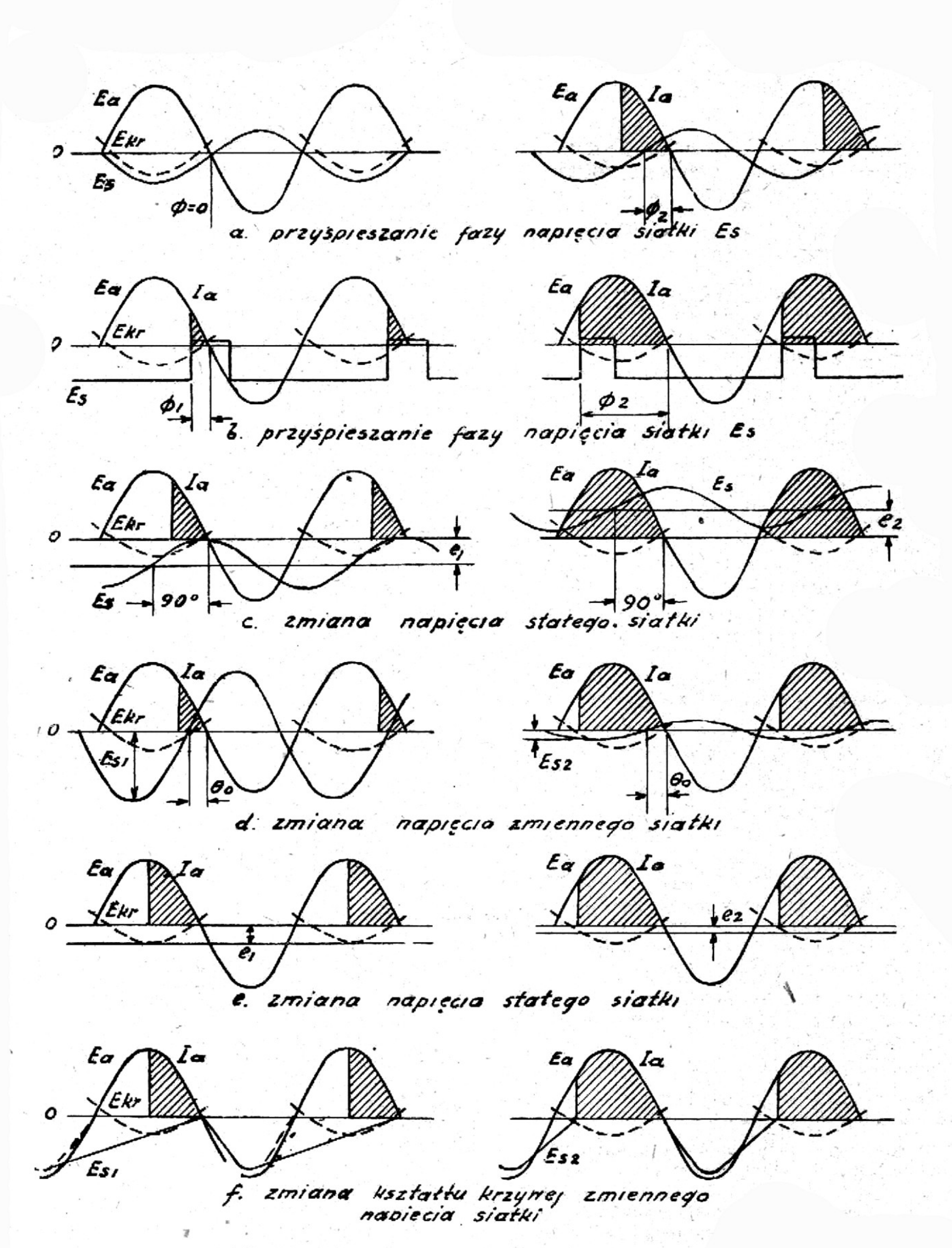
Nie wszystkie sposoby sterowania są jednakowo korzystne i zakres ich stosowalności można osądzić z przykładów podanych w dziale 4.

Napięcie krytyczne siatki zmienia się w zależności od temperatury i wobec tego, początek przepływu prądu można określić dokładnie tylko wówczas, gdy krzywa napięcia siatkowego przecina pod kątem bliskim 90° krzywą napięć krytycznych siatki.

Z tego względu układy 6a i 6b są korzystniejsze niż układ 6e lub 6f. O ile ten kąt przecięcia jest niewielki, należy wybierać typy thyratronów nie wrażliwe na temperaturę lub też utrzymywać temperaturę na określonym poziomie.

Z porównania układów na rysunku 5 i 6 widać, że stopniowy wzrost średniej wartości prądu anodowego jest możliwy przy rozpoczęciu przepływu prądu w końcu dodatniego półokresu napięcia anodowego. Zwiększając kąt przepływu prądu, mierzony od końca dodatniego półokresu, otrzymuje się wzrost średniej wartości prądu. Sterowanie na początku dodatniego półokresu napięcia anodowego pozwala jedynie na włączenie i wyłączenie pełnej wartości prądu, lecz bez możności stopniowej jego regulacji.

W szeregu układów sterujących z rysunku 6 stosowana była zmiana fazy napięcia siatkowego, co

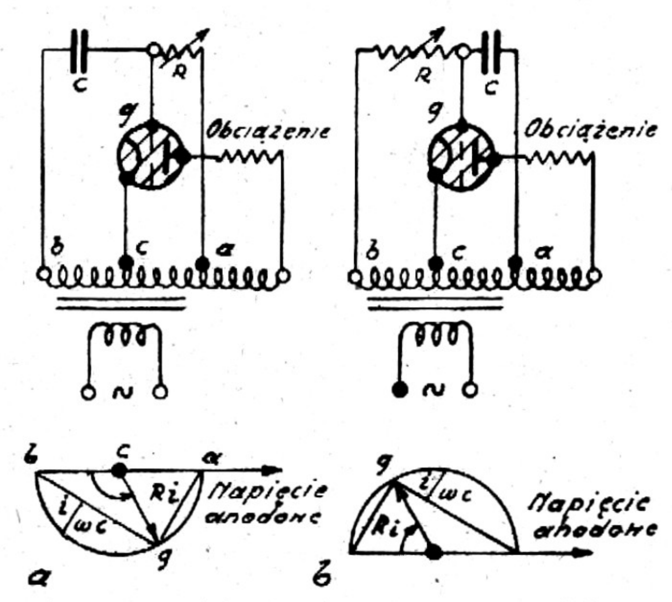



Rys. 6. Zmiana średniej wartości prądu przy napięciu anodowym zmiennym.

można osiągnąć na przykład za pomocą układów z rysunku 7.

W części sterującej mamy szeregowe połączenie pojemności i oporu omowego, do których jest doprowadzone napięcie w fazie z napięciem anodowym oraz napięcie, przesunięte w fazie o 180°.

Napięcie na siatkę jest otrzymywane z punktu środkowego układu kondensator - opór. Punkty a i b posiadają jednakowe napięcie w stosunku do katody i napięcie siatki (punkt g) jest zmienne co do fazy przy zmianie oporu R, przy czym punkt g porusza się po obwodzie koła. Napięcie przesunięte w fazie o 180° w stosunku do napięcia anodowego otrzymane jest z przedłużenia uzwojenia transformatora anodowego.



Rys. 7. **Układy do zmiany fazy napięcia siatki.**

Przy wartości R nieskończenie wielkiej (rys. 7a) napięcie na siatce będzie przesunięte o 180° w stosunku do napięcia anodowego (punkt g znajdować się będzie w punkcie b) i prąd płynąć nie będzie. Przy zmniejszaniu R faza napięcia siatkowego zmienia się w kierunku zgodności z fazą napięcia anodowego i następuje stopniowy wzrost przewodzenia.

Zmieniając miejscami kondensator i opór otrzymamy układ z rysunku 7 b. Przy oporze równym zeru napięcie na siatce jest o 180° przesunięte w stosunku do napięcia anodowego i prąd nie przepływa. Zwiększając opór R, opóźniamy fazę napięcia siatkowego i otrzymujemy znagła pełną wartość prądu anodowego, jak na wykresie z rys. 5a. Układ szeregowy pojemność - opór będzie działał podobnie o ile zamiast oporu będziemy zmieniać pojemność.

Wreszcie stosowany jest układ szeregowy inindukcyjność - opór, przy czym zmianę fazy otrzymuje się zmieniając wartość oporu lub indukcyjności.

W wielofazowych układach thyratronowych niezbędne przesunięcia fazowe otrzymać można przez obrót uzwojenia wtórnego transformatora w stosunku do uzwojenia pierwotnego (regulator indukcyjny.)

Przed omówieniem zastosowań praktycznych thyratronów należy jeszcze podać pomysłowy i prosty sposób gaszenia łuku przy zasilaniu anody napięciem stałym. (d. c. n.)

# Lampy amerykańskie

6,3 Volt

75 76 77 78 79 80 81 82

83 84 85 86 87 88 89 90

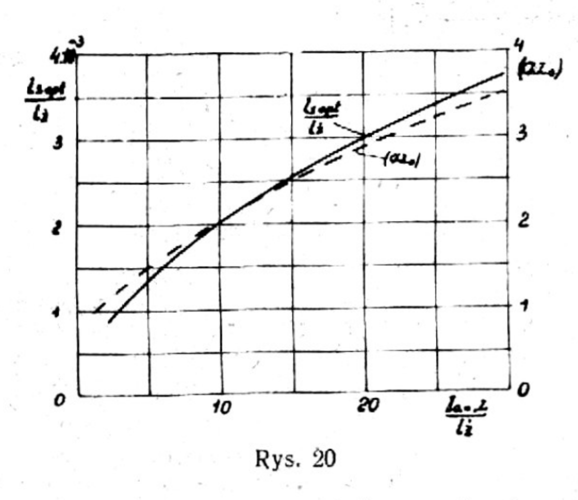
91 92 93 94 95 96 97 98

| Typ | Rodzaj | Zastosowanie | Cokół | Uż V | Iż A | Ua V | $Us_1$ V | $Us_2$ V | $Us_3$ V ($Us_3+Us_5$) | Ia mA | $Is_2$ mA ($Is_3+Is_5$) | S (Sc) mA/V | K V/V | Ri Ω,Meg | Ra Ω | Pa W | Pw W | Uwagi |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 6A3 | 2 | 9,10 | 52 | 6,3 | 1,0 | 250<br>300 | —45<br>—62 | — | — | 60<br>40 | | 5,25 | 4,2 | | 2500<br>3000 | | 5,5<br>15 | P—P |
| 6A4 | 4 | 9,10 | 62 | 6,3 | 0,3 | 180<br>100 | —12<br>— 6,5 | 180<br>100 | | 22<br>9 | 3,9<br>1,6 | 2,2<br>1.2 | 100 | | 8000<br>11000 | | 1,4<br>0,3 | P—P |
| 6A5-G | | | 75 | dane jak 6 A 3. | | | | | | | | | | | | | | |
| 6A6 | 2+2 | 10 | 63 | 6,3 | 0,8 | 300 | — 0,0<br>8 | | | 7<br>17,5 | | 3,2 | 35 | | 10000 | | 10 | KL. A<br>KL. B |
| 6A7 | 6 | 3 2 | 76 | 6,3 | 0,3 | 250<br>100 | — 3<br>— 1,3 | 250<br>100 | 100<br>50 | 3,5<br>1,3 | 2,2<br>2,5 | 0,52<br>0,35 | | | | | | |
| 6A8 | 6 | 3.2 | 77 | 6,3 | 0,3 | 250<br>100 | — 3<br>— 1,5 | 250<br>100 | 100<br>50 | 3,3<br>1,2 | 3,2<br>1,5 | 0,5<br>0,35 | | | | | | |
| 6AB5 | 8 | 11 | 58 | 6,3 | 0,15 | 135 | 0÷ | – 7,5 | | 0,5 | | | | | | | | |
| *6 B6G | 2 2 | 9 | 78 | 6,3 | 0,5 | 250<br>250 | 0<br>0 | | | 6<br>34 | | 1,8 | 72 | | 8000 | | 3,5 | wejście<br>wyjście |
| 6AB7 | 4 | 1 | 79 | 6,3 | 0,45 | 300 | 3 | 200 | | 12,5 | | 5 | 3500 | | | | | telewi- |
| 6AC5G | 2 | 9 | 80 | 6,3 | 0,4 | 250 | +13 | | | 32 | | 3,4 | 125 | | 7000 | | 3,7 | zyjna |
| *6AC6G | 2,2 | 9 | 78 | 6,3 | 1.1 | 180<br>180 | 0<br>0 | | | 7<br>45 | | 3 | 54 | | 4000 | | 3,8 | wejście<br>wyjście |
| 6AC7 | 4 | 1 | 79 | 6,3 | 0,45 | 300 | — 2,0 | 150 | | 10 | 2.5 | 9 | 6750 | | | | | telewi-<br>zyjna |
| 6AD5G | 2 | 7 | 80 | 6,3 | 0,3 | 250 | -- 2 | | | 0,9 | | 1,5 | 100 | | | | | |
| 6AD6G | | 11 | 81 | 6,3 | 0,15 | 150 | | | | 3 | | | | | | | | |
| 6AD7G | 2.4 | 7,9 | 82 | 6,3 | 0,85 | 250<br>250 | —25<br>—16 | 250 | | 4<br>36 | 10 | 0,32<br>2.5 | 6 | | 7000 | | 3,2 | |
| 6AE5G | 2 | 7 | 80 | 6,3 | 0,3 | 95 | —15 | | | 7 | | 1,2 | 4,2 | | | | | |
| 6AE7GT | 2 | 7D | 83 | 6.3 | 0,5 | 250 | —13,5 | | | 5 | | 1,5 | 14 | | | | | |
| 6AF5G | 2 | 7 | 80 | 6 3 | 0.3 | 180 | —18 | | | 7 | | 1,5 | 7,4 | | | | | |
| 6AG7 | 4 | 1 | 84 | 6,3 | 0.65 | 300 | —10,5 | 300 | | 25 | 6,5 | 7.7 | 770 | | | | | telewizja |
| 6AH5G | 4 | 9 | 85 | 6 3 | 0 9 | 350 | —18 | 250 | | 54 | 2,5 | 5,2 | | | 4200 | | 10,8 | |
| 6AH7GT | 2,2 | 7,7 | 86 | 6,3 | 0,3 | 250 | — 9 | | | 12 | | 2,4 | 16 | | | | | |
| 6AL6G | 3 | 9 | 87 | 6.3 | 0,9 | 250 | —14 | 250 | | 72 | 5 | 6,0 | | | 2500 | | 6,5 | |
| 6B4G | 2 | 9 | 27 | 6.3 | 1 | 250 | —45 | | | 60 | | 5,25 | 4,2 | | 2500 | | 3.5 | |
| 6B5 | 2,2 | 9 | 88 | 6,3 | 0,8 | 300<br>300 | 0<br>0 | | | 8<br>45 | | 2,4 | 58 | | 7000 | | 4,0 | |
| 6B6G | 1+1,2 | 6.7 | 89 | 6,3 | 0,3 | 250 | — 2 | | | 0,8 | | 1,1 | 100 | | | | | |
| 6B7 | 1+13, | 6 1 | 57 | 6,3 | 0,5 | 250 | — 3 | 125 | | 9 | 2,3 | 1.12 | 730 | | | | | |
| 6B8 | 1+1,3 | 6,1 | 90 | 6,3 | 0,3 | 250 | -- 3 | 125 | | 10 | 2,3 | 1,32 | 800 | | | | | |
| 6C5 | 2 | 4,7 | 80 | 6,3 | 0,3 | 250 | — 8 | | | 8 | | 2,0 | 20 | | | | | |
| 6C6 | 3 | 1 | 64 | 6,3 | 0,3 | 250 | — 3 | 100 | | 2 | 0,5 | 1,22 | 1500 | | | | | |
| 6C7 | 1+1,2 | 6,7 | 91 | 6,3 | 0.3 | 250 | — 9 | | | 4,5 | | 1,25 | 20 | | | | | |
| 6C8G | 2,2 | 7 | 92 | 6,3 | 0,3 | 250 | — 4,5 | | | 3,1 | | 1,45 | 38 | | | | | |
| 6D5 | 2 | 9 | 93 | 6,3 | 0,7 | 275 | —40 | | | 31 | | 2.1 | 4,7 | | 7200 | | 1,4 | |
| 6D6 | 3 | 1 | 64 | 6,3 | 0,3 | 250 | — 3 | 100 | | 8,2 | 2 | 1,6 | 1280 | | | | | |
| 6D7 | 3 | 4.1 | 94 | 6,3 | 0,3 | 250 | — 3 | 100 | | 2 | 0,5 | 1,27 | 1500 | | | | | |
| 6D8 | 6 | 2,3 | 77 | 6,3 | 0,15 | 250 | — 3 | 100 | | 13 | | 0,6 | | | | | | |
| 6E5 | 8 | 11 | 58 | 6,3 | 0,3 | 250 | 0÷—8 | | | Ra = 1Mg | | | | | | | | |
| 6E6 | 2,2 | 10 | 63 | 6.3 | 0,6 | 250 | —27,5 | | | 18 | | 1,7 | 6 | | 14000 | | 1,6 | |
| 6E7 | 3 | 1 | 94 | 6,3 | 0,3 | 250 | — 3 | 100 | | 8,2 | 2 | 1,6 | 1280 | | | | | |
| 6F5 | 2 | 7 | 95 | 6,3 | 0,3 | 250 | — 2 | | | 0,9 | | 1,5 | 100 | | | | | |
| 6F6 | 3 | 9 | 96 | 6,3 | 0,7 | 250 | —16,5 | 250 | — | 34 | 6,5 | 2,5 | 200 | 80000 | 7000 | | 3 | |
| " | 2 | 9 | | | | 250 | —20 | | | 31 | | 2,6 | 6,8 | 2600 | 4000 | | 0,85 | ($S_2$+A) |
| " | 3 | 10A<br>P-P | | | | 315 | —22 | 315 | — | 84 | 16 | | | | 10000 | | 13 | |
| " | 3 | $10AB_2$ | | | | 375 | —26 | 250 | | 34 | 5 | | | | 10000 | | 19 | |
| 6F7 | 2+3 | 7+1 | 97 | 6,3 | 0,3 | 100<br>250 | — 3<br>— 3 | 100 | | 3,5<br>6,5 | 1,5 | 0,45<br>1,1 | 8<br>0,9 | | | | | trioda<br>pentoda |
| 6G5 | 8 | 11 | 58 | 6,3 | 0,3 | 250 | 0÷-22 | | | Ra = 1 Mg | | | | | | | | |
| 6G6G | 3 | 9 | 96 | 6,3 | 0,15 | 180 | — 9 | 180 | | 15 | 2,5 | 2,3 | 400 | | 10000 | | 1,1 | |
| 6H4GT | 1 | 6 | 98 | 6,3 | 0,15 | 100 | | | | 4 | | | | | | | | |

# Transformatory i dławiki niskiej częstotliwości

(Ciąg dalszy)

Obliczenie tej szczeliny dla poszczególnych wypadków jest b. kłopotliwe i żmudne. Dlatego na wykresie rys. 20 podałem zależność optymalnej szczeliny od całkowitych amperozwojów prądu stałego dla średniego gatunku żelaza nakrzemionego.



Rys. 20

Przekształcimy jeszcze mianownik równania (27)

$$\frac{lż}{\mu q} + \frac{ls}{q} = \frac{lż\ (1 + \frac{ls}{lż} \cdot \mu)}{\mu \cdot q}$$

nazwijmy wyrażenie $\dfrac{\mu}{1 + \dfrac{ls}{lż}\,\mu} = \mu\ \text{eff.}$ (28)

przenikliwością skuteczną.

Zatem równanie nasze przybierze postać

$$L = \frac{0{,}4\,\pi \cdot z^2 \cdot 10^{-8}}{\dfrac{lż}{q \cdot \mu\ \text{eff.}}} \qquad (29)$$

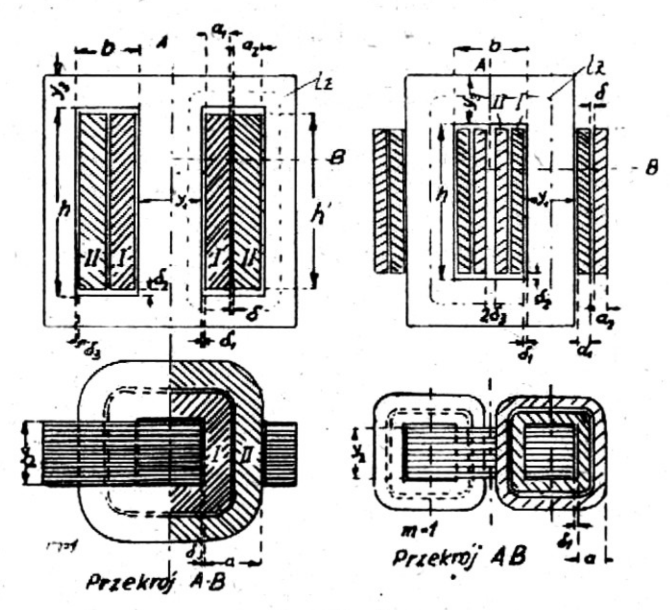
zupełnie podobne do równania (25).

## III. OBLICZENIE KONSTRUKCYJNE TRANSFORMATORÓW I DŁAWIKÓW

Na podstawie wzorów i wykresów podanych w części I i II potrafimy określić zasadnicze wymiary transformatorów i dławików. W części III zastanowimy się nad wykonaniem rdzeni i uzwojeń.

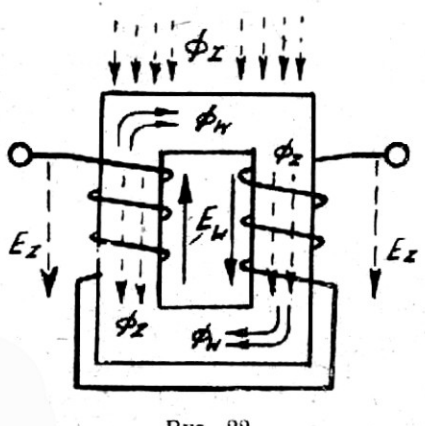
### 1) Wykonanie rdzeni.

Transformatory (i dławiki) niskiej częstotliwości wykonane są podobnie jak transformatory sieciowe i możemy je podzielić na dwa typy: płaszczowy (rys. 21a) oraz rdzeniowy (rys. 21b). Rdzenie typu 1-go stosuje się w transformatorach międzylampowych i wyjściowych dla małych i średnich mocy. (do 20-50 VA). Zaletą tego typu




Rys. 21a, b

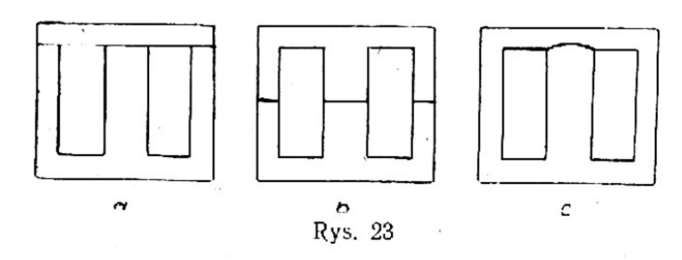
jest stosunkowo proste wykonanie uzwojenia, co ma szczególne znaczenie przy masowej produkcji małych transformatorów. Wadami tego wykonania jest większa wrażliwość na zewnętrzne pola magnetyczne i nieco większe rozproszenie w porównaniu z typem rdzeniowym. W typie rdzeniowym uzwojenie podzielone jest na dwie symetryczne części, umieszczone na dwóch bokach rdzenia. Zewnętrzne pola magnetyczne indukują w obu częściach uzwojenia, SEM skierowane w przeciwnych kierunkach. Po połączeniu obu uzwo



Rys. 22

jeń SEM, indukowane zewnętrznymi polami magnetycznymi kompensują się. Ilustruje to rys. 22. Strzałki wykreślone pełną linią oznaczają strumień roboczy $\Phi_w$ i odpowiednią SEM, natomiast strzałki przerywane oznaczają pole i strumień magnetyczny $\Phi_z$ pochodzący z zewnątrz oraz SEM zakłócające; widzimy, że te ostatnie skierowane są przeciw sobie i odejmują się.

Z wyżej wymienionych powodów transformatory mikrofonowe i ogólnie transformatory znajdujące się na wejściu wzmacniaczy należy wykonywać jako typ rdzeniowy nie bacząc na większe trudności konstrukcyjne uzwojenia. Rdzeń składa się z blaszek specjalnego żelaza transformatorowego o grubości 0,35 — 0,5 mm. Poszczególne blaszki należy tak sztancować, aby istniała możliwość łatwego umieszczenia rdzenia w gotowej cewce. Z tego powodu sztancuje się blaszki z dwu części, względnie przecina się tylko część środkową. Rys. 23-a, b, c, ilustruje przykłady wykonania. Wykonanie (a) nadaje się

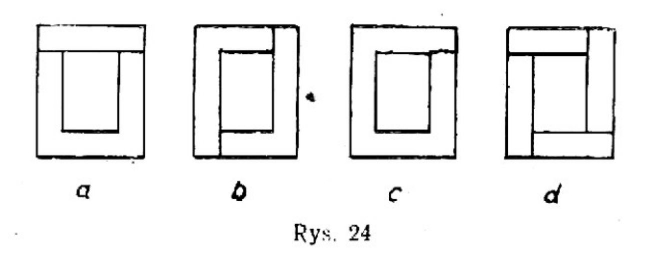


Rys. 23

do transformatorów ze szczeliną i bez. Wykonanie (b) tylko dla transformatorów ze szczeliną; wymaga ono tylko jednego wykroju. Typ (c) nadaje się dla obu rodzajów transformatorów z tą wadą, że dla każdego wykonania należy posiadać wykroje szczelin o różnej szerokości.

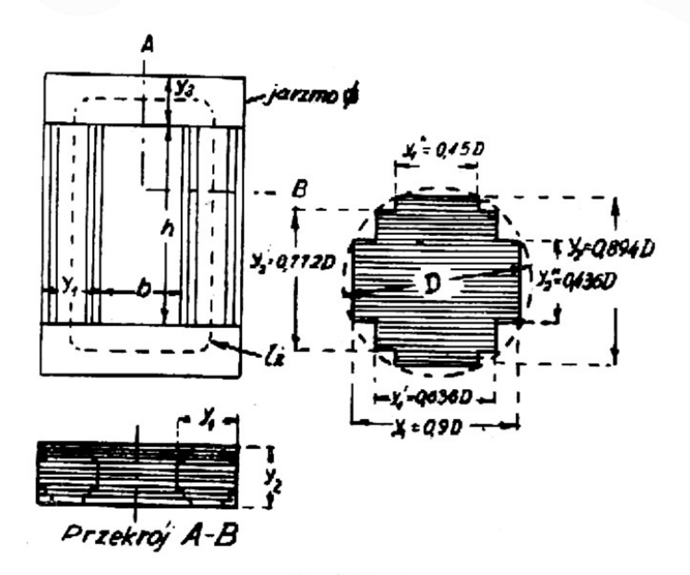
W wypadku transformatora bez szczeliny blaszki należy składać naprzemian tak, by szczeliny się nie pokrywały.

Dla mocy średnich i dużych (poza specjalnymi zastosowaniami jak wyżej) stosuje się transformatory typu rdzeniowego. Przykłady wykroju blaszek podane są na rys. 24-a, b, c, d. Przy maso-



Rys. 24

wej produkcji małych transformatorów często stosuje się wykonanie a, c; wykonanie b i d chociaż dają mniej odpadków materiału — są kłopotliwe w montażu. Jak wspomniano w transformatorach rdzeniowych uzwojenie dzieli się na dwie części



Rys. 25a, b

umieszczone na obu bokach rdzenia. Konstrukcja z uzwojeniem na jednym boku rdzenia jest niewskazana (wrażliwość na pola obce, duży opór uzwojenia) i stosuje się ją tylko w wykonaniach bardzo tanich, gdzie nie zależy nam na dobrej jakości transformatora. Dla mocy dużych (od 100 VA i wyżej) stosuje się transformatory typu rdzeniowego z przekrojem stopniowanym. (rys. 25-a, b). W takim wykonaniu uzwojenie nawija się na szkielecie (karkasie) cylindrycznym, co pozwala na powiększenie wytrzymałości elektrycznej i mechanicznej i daje oszczędność w materiale.

### Wymiary blach

Ze względu na ekonomię materiału poleca się następujące wymiary blach transformatorowych:

#### Typ płaszczowy (rys. 21-a)

$y_2 = 1,8\ y_1$
$b = 0,9\ y_1$
$h = 2\ y_1$
$y_3 = 0,65\ y_1$

#### Typ rdzeniowy (rys. 21-b)

$y_2 = 1,5\ y_1$
$b = 1,1\ y_1$
$h = 2,75\ y_1$
$y_3 = y_1$

#### Rdzeń stopniowany (rys. 25-a, b,)

Wymiary w takim wykonaniu sprowadza się do średnicy koła opisanego (D) na rdzeniu.

$y_3 = 0,9\ D$
$b = 0,9\ D$
$h = 2,25\ D$
(jarzmo o przekroju prostokątnym).

W obliczeniach transformatorów wchodzą we wzory takie parametry:

$q_ż$ — **przekrój rdzenia w cm²**

$l_ż$ — **średnia długość drogi magnetycznej w cm.**

$V_ż = q_ż \cdot l_ż$ — **objętość żelaza w cm³.**

**Przekrój rdzenia**

Blaszki transformatora dla uniknięcia strat na prądy wirowe odizolowuje się lakierem lub cienkim papierem. Wobec tego przekrój efektywny będzie równy.

$$q_ż = f_ż \cdot y_1 \cdot y_2 \; . \; . \; . \; . \; . \quad (30)$$

przy czym fż — współczynnik uwzględniający izolację blaszek. Wynosi on przy izolacji papierowej dla grubości blach 0,5 mm — fż=0,9 dla blachy 0,35 mm fż = 0,85.

Przy izolowaniu lakierem odpowiednio fż = 0,95 i 0,9. Dla rdzeni stopniowanych

$$q_ż = f_ż \cdot 0{,}661 \cdot D^2 = f_ż \cdot 0{,}816 \cdot y_1^2 \dots \quad (31)$$

**Długość drogi magnetycznej**

Ogólnie biorąc oddzielne części rdzenia o długościach $l_1$, $l_2$, $l_3$ mogą posiadać różne przekroje rdzenia $q_1$, $q_2$ $q_3$.

W takich wypadkach we wzory wprowadza się średnią długość obliczoną z równania

$$l_ż = l_1 + q_1 \left\{ \frac{l_2}{q_2} + \frac{l_3}{q_3} + \dots \right\} \dots \quad (32)$$

w którym $l_1$ i $q_1$ oznaczają wymiary części rdzenia, na której znajduje się uzwojenie, a $l_2$, $q_2$, $l_3$, $q_3$ — wymiary pozostałych części rdzenia.

**Dobór wielkości indukcji B maks.**

Ze względu na zniekształcenia z jednej strony i koszty transformatora z drugiej, ograniczeni jesteśmy co do wielkości indukcji.

Maksymalne wartości indukcji dla transformatorów bez składowej stałej (wzmacniacze przeciwsobne) wynoszą 5 tys. do 7 tys. Gaussów, a przy bardzo dużych mocach do 9 tys. licząc się ze zniekształceniami. Dla transformatorów ze składową stałą ze względu na dodatkowe parzyste harmoniczne dopuszcza się B maks. w granicach 4 do 6 tys. Gaussów, przy czym nie należy pracować przy amperozwojach stałych żelaza $az_0$ większych jak 3 do 5-ciu.

**Stosowanie szczeliny**

Szczelina powietrzna dla transformatorów ze składową stałą, a także i bez składowej stałej lecz przy indukcji B maks. większej od 3 do 4 tys. Gaussów zwiększa efektywną przenikliwość magnetyczną, a prócz tego „wyprostowuje" charakterystykę roboczą transformatora zmniejszając współczynnik zawartości harmonicznych. W praktyce jednak szczeliny w transformatorach bez składowej stałej nie stosuje się. Wprowadzenie szczeliny przy większej składowej stałej zwiększa indukcyjność transformatora od1,5 do 3 razy.

Ogólnie, aby rozstrzygnąć kwestię, kiedy należy stosować szczelinę, a kiedy nie, należy obliczyć iloczyn $L . I_{ao}^2$ Jeżeli iloczyn ten będzie mniejszy, aniżeli $(3 \div 5) . 10^{-3} H . A^2$ to wprowadzenie szczeliny nie daje praktycznych korzyści. Dla wartości większych jak $(3 \div 5) . 10^{-3}$ stosujemy obowiązkowo szczelinę. Optymalną jej wielkość bierzemy z wykresu na rys. 20 lub w przybliżeniu obliczyć możemy równaniem:

$$l_{s\text{-}opt} = 1{,}4 \cdot 10^{-4} \cdot l_ż \cdot AZ_o \dots \quad \text{cm}$$

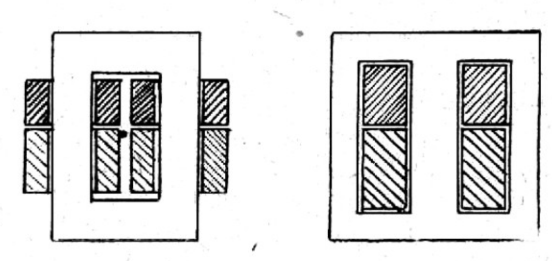
Dokładną wartość szczeliny dobiera się praktycznie przy pomiarach modelu transformatora.

**2) Wykonanie uzwojeń.**

Uzwojenia transformatorów i dławików niskiej częstotliwości można podzielić na uzwojenia:

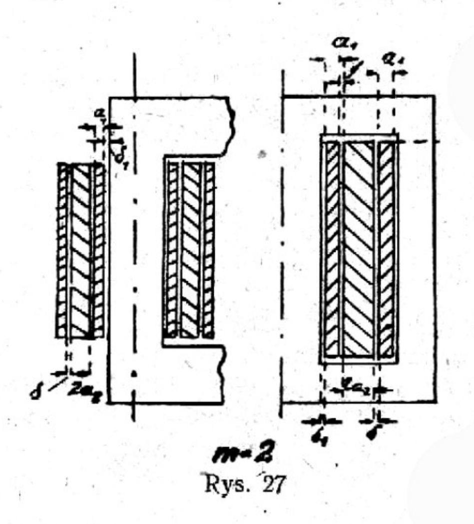
a) cylindryczne (rys. 21-a, b)

b) krążkowe (rys. 26 a, b)



Rys. 26 a, b

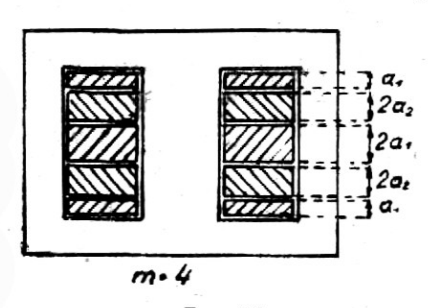
a) Proste cylindryczne uzwojenie stosuje się w transformatorach wyjściowych, a także czasem w międzylampowych. Jeżeli z pewnych względów (np. charakterystyka częstotliwości, przebiegi nie ustalone w transformatorach sterujących, wzmacniacze z prądem siatki) zależy nam na zmniejszeniu rozproszenia, uzwojenie rozbija się na sekcje; cylindryczne uzwojenie sekcjonowane przedstawione jest na rys. 27. Ze względów konstrukcyjnych w uzwojeniach cylindrycznych nie stosuje się większych ilości sekcji jak 2. Pod liczbą określającą ilość sekcji „m" rozumie się ilość odstępów pomiędzy uzwojeniami. Tak więc np. na rys. 27 m=2 nie bacząc na to, że środkowe uzwojenie ma tylko jedną sekcję. Przy obliczaniu indukcyjności rozproszenia Ls (patrz dalej) przyjmuje się,




Rys. 27

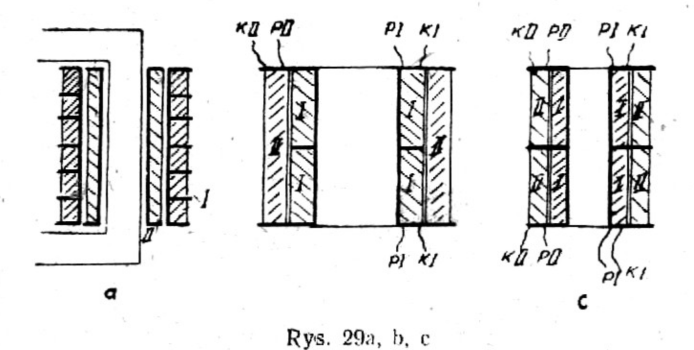
że środkowe uzwojenie składa się z dwóch sekcji połączonych w jedną.

b) Proste uzwojenie krążkowe przedstawione jest na rys. 26. Praktycznie takiego wykonania nie stosuje się ze względu na duże rozproszenie. Uzwojenie cewkowe dzieli się na sekcje, dzięki którym indukcyjność rozprószenia i pojemność własna ulega wydatnemu zmniejszeniu. Sekcjonowane krążkowe uzwojenia stosuje się niemal wyłącznie w transformatorach o rdzeniu płaszczowym.




Rys. 28

Rys. 28 przedstawia takie wykonanie dla ilości sekcji m=4. Przy konstruowaniu uzwojenia musimy wziąć pod uwagę warunki, w jakich transformator będzie pracował. W pierwszym rzędzie należą tu wysokość roboczego napięcia, a w związku z tym odpowiednia izolacja pomiędzy uzwojeniami i rdzeniem połączonym zwykle z masą, tj. ujemnym biegunem prostownika. Nie należy zapominać, że koniec uzwojenia połączonego z anodą lampy posiada w pewnych momentach (szczytach wysterowania) potencjał równający się prawie dwukrotnemu napięciu zasilania. Poza tym przy pracy na linię przesyłową (radiowęzły) indukcyjności i pojemności transformatora i linii tworzą obwody rezonansowe wywołujące przepięcia, które niesposób przewidzieć i obliczyć. W takich wypadkach należy przyjąć większy współczynnik pewności, t. zn. liczyć się z większymi napięciami i odpowiednio wykonać uzwojenia. Tak




Rys. 29a, b, c

więc np. rys. 29-a przedstawia uzwojenie t .zw. częściowo sekcjonowane, w których uzwojenia wtórne (niskowoltowe) nawinięte jest bliżej rdzenia, zaś uzwojenie pierwotne, wysoko-woltowe, podzielone na sekcje, nawinięte jest na zewnątrz. We wzmacniaczach przeciwsobnych staramy się obwody wejściowe i wyjściowe budować jak najbardziej pod względem elektrycznym symetrycznie. Dlatego np. odprowadzenia do siatek lub anod wykonuje się symetrycznie w obu sekcjach cewki. Rys. 29-b przedstawia podobny transformator. Jeżeli jest to transformator wejściowy (driver, sterujący wzmacniacz przeciwsobny) to uzwojenie II będzie uzwojeniem pierwotnym, zaś uzwojenie I wtórnym Z odprowadzeniem od środka. Jeżeli będzie to transformator wyjściowy, to uzwojenie I będzie pierwotnym, a II wtórnym. Obie połówki uzwojenia I należy nawinąć w różnych kierunkach, zaś końce $K_1$ połączyć razem. Początki ($P_1$) w każdej sekcji należy połączyć z siatkami wzgl. anodami lamp.

Odprowadzenie uzwojenia II ($P_2$ i $K_2$) należy wykonać w następujący sposób: $P_2$ przyłącza się do punktu o potencjale zmiennym równym zero (np. plus napięcia anodowego) zaś $K_2$ do anody lub siatki. Rys. 29-c przedstawia wykonanie transformatora sprzęgającego 2 stopnie przeciwsobne; Tu również należy nawijać sekcje w różnych kierunkach łącząc odprowadzenia $K_1$ $K_1$ oraz $P_2$-$P_2$.

Podobne wykonanie stosuje się w transformatorach klasy AB i B, gdzie dwie sekcje uzwojenia wtórnego łączy się równolegle, silniej sprzęgając w ten sposób uzwojenia pierwotne.

Ma to duże znaczenie dla zmniejszenia zniekształceń powstałych na skutek przebiegów nieustalonych w tego rodzaju wzmacniaczach.

**Karkas (korpus uzwojenia), izolacja.**

Karkas uzwojenia wykonuje się z preszpanu lub z prasowanego bakelitu. Grubość izolacji zależna jest od napięcia roboczego, dla napięć anodowych do 250 V odległość uzwojenia od rdzenia winna wynosić najmniej 1,5÷2 mm ($\delta_1$, $\delta_2$, $\delta_3$). Odległość między uzwojeniami 0,7÷1 mm ($\delta$). Dla napięć anodowych do 1000 V odpowiednio 3,5÷5 mm i 2÷3 mm.

Przy napięciach większych od 1000 V stosuje się oddzielne karkasy dla poszczególnych uzwojeń.

**Izolacja przewodnika.**

Ze względu na oszczędność miejsca stosuje się przy średnicach małych przewodnik z izolacją emaliowaną (do 1 mm) Często dla zmniejszenia pojemności stosuje się przy średnicach 0,3 — 1 mm drut w izolacji 2x jedwab lub emalia i 1x jedwab.Przy średnicach powyżej 1 mm stosuje się przewodnik 2x bawełna.

Poszczególne warstwy uzwojenia przekłada się specjalnym papierem o grubości ok. 0,05 mm. Przy niskich napięciach pomiędzy warstwami można izolować co kilka warstw. W każdym razie izolować należy warstwę o ile napięcie warstwowe przekracza około 25 do 30 V. Poszczególne uzwojenia izoluje się specjalną ceratką i preszpanem.

Ze względu na izolację, powierzchnia zajęta przez uzwojenia jest wielokrotnie mniejsza od powierzchni okna transformatora.

Zależnie od średnicy i izolacji przewodnika oraz napięcia roboczego t. zw. spółczynnik zapełnienia, to jest stosunek przekroju miedzi do przekroju okna wynosi:

$$f_m = \frac{q_m}{q_o} = \frac{(Z_1 \cdot q_1 + Z_2 \cdot q_2)}{b \cdot h} \cdot 0{,}01 = \backsim 0{,}1 \div 0{,}25$$

**$q_1$ $q_2$ przekroje drutów w $mm^2$**
**b, h wymiary okna transformatora w cm.**

Spółczynnik zapełnienia określa orientacyjnie przydatność typu rdzenia do danej konstrukcji.

**Pojemność własna transformatora.**

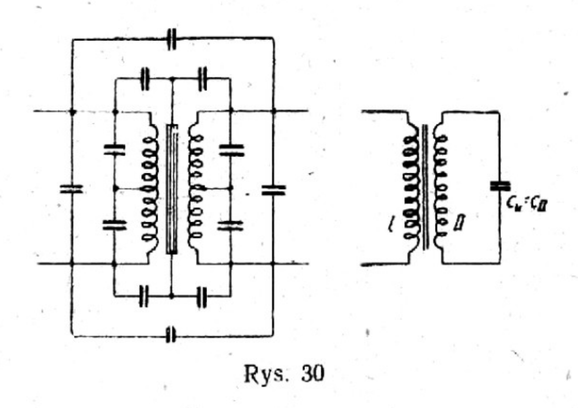
Jak wykazaliśmy w części pierwszej ważną rolę w przebiegu charakterystyki częstotliwości odgrywa pojemność transformatora. Pomiędzy poszczególnymi zwojami znajdującymi się w jednej cewce istnieje pojemność $\Delta C$ przez którą przy zmiennej różnicy potencjałów $\Delta U$ przepływa prąd $\Delta I$ i wydziela się moc bierna:

$$\Delta P = \Delta J \cdot \Delta U = (\Delta U)^2 \cdot \omega \cdot \Delta C$$

Sumaryczna moc wydzielona we wszystkich elementach uzwojenia równa jest sumie elementarnych mocy

$$P_c = \Sigma \Delta P = \Sigma (\Delta U)^2 \cdot \omega \cdot \Delta C$$

Jeżeli na zaciskach uzwojenia istnieje napięcie U to działanie poszczególnych elementarnych pojemności będzie równoważne działaniu jednej pojemności Cw pobierającej moc Pc (rys. 30).




Rys. 30

Przy takim określeniu Cw możemy napisać

$$Pc = U^2 \cdot \omega \cdot Cw$$

$$\text{a stąd } Cw = \frac{Pc}{U^2 \cdot \omega} \text{ lub } Cw = \Sigma \left(\frac{\Delta U}{U}\right)^2 \cdot \Delta C \ldots$$

Wyrażenie to wykazuje, że wypadkowa pojemność uzwojenia zależy nie tylko od pojemności lecz również od napięcia pomiędzy poszczególnymi elementami. Dla zmniejszenia pojemności należy tak konstruować uzwojenie aby zwoje z dużą różnicą potencjałów nie znajdowały się blisko siebie. Z tego powodu uzwojenie dzieli się na sekcje, połączone ze sobą szeregowo.

Pojemności Cw obliczyć się nie da, można ją tylko w przybliżeniu zmierzyć. W wypadku prostych uzwojeń Cw wynosi od 150 do 250 pF, przy dzieleniu uzwojenia na kilka sekcji obniża się pojemność do rzędu 40 — 60 pF. Przewodnik w izolacji emaliowej ma największą pojemność, dlatego stosowanie przewodnika w izolacji jedwabnej pozwala w pewnych granicach pojemność zmniejszyć.

**3) obliczenie uzwojenia.**

Obliczenie uzwojenia sprowadza się do określenia ilości zwojów pierwotnych i wtórnych $Z_1$, $Z_2$, przekroju przewodnika $q_1$, $q_2$, skontrolowania indukcyjności rozproszenia Ls i ew. określenia ilości sekcyj (m). Dodatkowo obliczamy opory uzwojeń korygujemy przekładnię, sp. sprawności.

a) Ilość zwojów obliczamy z równania na indukcyjność

$$Z_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L \cdot l\dot{z}}{0{,}4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot q\dot{z}}} \tag{33}$$

za $\mu$ wstawiamy odpowiednio $\mu_o$, $\mu_d$, lub $\mu_{eff}$.
Możemy wyjść również z równania

$$Z_1 = \frac{(az_0) \cdot l\dot{z}}{Ia_0} \tag{34}$$

i sprawdzić indukcyjność ze wzoru (25)
Ilość zwojów wtórnych oblicza się ze wzoru

$$Z_2 = n \cdot Z_1$$

przy czym przekładnię n obliczamy ze wzoru (13)

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta \cdot Ra}} \quad \textbf{dla transformatorów wyjściowych}$$

lub

$$n = \sqrt{\frac{C_d'}{C_s}} \quad \textbf{dla transformatorów wejściowych}$$

i międzylampowych

**Przekrój przewodnika** uzwojenia pierwotnego oblicza się z dwu warunków. Warunek pierwszy to odpowiedni przekrój ze względu na nagrzanie przewodnika skutecznym prądem $I_1$.

W uzwojeniu pierwotnym płynie prąd stały Iao z nałożoną składową zmienną o amplitudzie Imax.

W wypadku wzmacniacza przeciwsobnego w kl. A wartość skuteczna prądu

$$I_1 = \backsim \sqrt{Ia_0{}^2 + \frac{1}{8} \cdot I^2 \max} \tag{35}$$

**dla klasy $AB_1$ i $AB_2$**

$$I_1 = \sqrt{Ia_0{}^2 + \frac{1}{4} I^2 \max} \tag{36}$$

dla zwykłych wzmacniaczy kl. A można pominąć składową zmienną i wtedy

$$I_1 \cong Ia_0 \tag{37}$$

Oznaczając przez $\Delta_1$ dopuszczalną gęstość prądu napiszemy pierwszy warunek

$$q_1 \geqq \frac{I_1}{\Delta_1} \cdot = q_1{}' - mm^2 \tag{38}$$

Drugi warunek to dopuszczalna wartość oporu uzwojenia ze względu na sprawność transformatora.

Dopuszczalny opór obliczamy z równania (12)

$$r_1 \leq \frac{Ra}{2} (1 - \eta)$$

przy czym sp. sprawności przyjmujemy dla małych mocy od 0,6 — 0,8; 0,75 — 0,85 i wyżej, dla przeciwsobnych wzmacniaczy przy średnich mocach i 0,93 — 0,97 przy dużych mocach.

$$\text{Stąd } q_1 = q_1'' \frac{\rho \cdot Z_1 \cdot lm}{r_1} =$$

$$= \frac{0{,}0176 \cdot Z_1 \cdot lm \cdot 0{,}01}{r_1} \; mm^2$$

$\rho$ — opór właściwy miedzi 0,0176

lm — średnia długość uzwojenia w cm.

jeżeli wypadnie $q_1'' \gg q_1'$

$$\text{wtedy } d_1 = \sqrt{\frac{4 q_1}{\pi}} \; \ldots \; mm \qquad (39)$$

$$q_2 = \frac{q_1}{n} \ldots mm^2$$

$$\text{czyli } d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{n}} \; mm \ldots \qquad (40)$$

Może się również zdarzyć że na skutek małej sprawności lub dużego prądu $I_1$ wypadnie $q_1'' < q_1'$ wtedy przyjmujemy $q_1 = q_1'$

Taki wynik prowadzi do zmniejszenia oporu uzwojenia pierwotnego, dzięki czemu możemy zmniejszyć przekrój uzwojenia wtórnego tak aby przyjęty spółczynnik sprawności został zachowany.

Ze względu na nagrzanie zmniejszenie $q_2$ nie jest szkodliwe ponieważ w uzwojeniu wtórnym nie płynie składowa stała i gęstość prądu zawsze jest mniejsza aniżeli w uzwojeniu pierwotnym. Przekrój obliczamy z nast. wzoru

$$q_2 = \frac{q_1'}{n\left(\frac{2q_1'}{q_1''} - 1\right)} \ldots mm^2 \qquad (41)$$

$$\text{a stąd } d_2 = \sqrt{\frac{4 q_2}{\pi}}$$

średnicę zaokrąglamy do rynkowych wielkości drutu.

**Indukcyjność rozproszenia.**

**Ze względu na żądany przebieg charakterystyki częstotliwości ogranicza się wielkość indukcyjności rozproszenia Ls. Obliczyć ją można w przybliżeniu ze wzoru**

$$L's_k = Ls_1 + \frac{Ls_2}{n^2} = \frac{0{,}4\,\pi \cdot Z_1^2 \cdot lm \cdot}{h'} \cdot \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3}\right) \cdot 10^{-8} \ldots H \qquad (42)$$

**gdzie lm — średnia długość zwoju z obu uzwojeń w cm**

k-sp. eksperymentalny k=1,1 dla uzwojenia cylindrycznego, k=1 dla uzwojenia krążkowego,

h'-długość uzwojenia = h wysokości okna przy cylindrycznym zaś = b — szerokość okna dla nawinięcia krążkowego.

W wypadku uzwojenia sekcjonowanego Ls' zmniejsza się m razy gdzie m=s-1; s=ilość sekcyj.

oznaczając przez

$$\delta' = \delta + \frac{a_1 + a_2}{3}$$

otrzymamy dla cylindrycznego uzwojenia

$$Ls'_K = \frac{1.1}{m} \cdot \frac{0{,}4\,\pi\, Z_1^2 \cdot lm \cdot \delta'}{h} \cdot 10^{-8} \ldots H \qquad (43)$$

dla krążkowego

$$Ls'_K = \frac{1}{m} \cdot \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot Z_1^2 \cdot lm \cdot \delta'}{b} \cdot 10^{-8} \ldots H \qquad (44)$$

Praktycznie zamiast obliczać indukcyjność rozproszenia prościej przeprowadzić kontrolę czy wielkość $L'_{SK}$ obliczona wzorami nie będzie większa od założonej w obliczeniu elektrycznym L's zatem $Ls'_K \leqq Ls'$

po uproszczeniach otrzymamy warunek dla uzwojenia cylindrycznego:

$$m \geqslant \sqrt{\frac{A \cdot b \cdot Z_1^2 \cdot lm}{Ls' \cdot h}} \qquad (45)$$

$$A = 0{,}42 \cdot 10^{-8}$$

oraz dla uzwojenia krążkowego:

$$m \geqslant \sqrt{\frac{A \cdot h \cdot Z_1^2 \cdot lm}{Ls' \cdot b}} \qquad (46)$$

$$A = 0{,}46 \cdot 10^{-8}$$

Po skontrolowaniu indukcyjności rozproszenia rysujemy szkic uzwojenia, dokładnie obliczamy opory uzwojeń i sprawdzamy przekładnię ze wzoru:

$$n = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{Ra - r_1}}$$

O ile wypadnie duża różnica z obliczoną poprzednio, poprawiamy ilość zwojów wtórnych.

$$Z_2 = n \cdot Z_1$$

## BIEG OBLICZENIA

Zakładam, że posiadamy gotowy rdzeń. W wypadku produkcji nowej serii musimy kierować się dodatkowymi ograniczeniami ze względów na ekonomię wykonania itp. warunkami, których szczegółowe omówienie przekracza ramy niniejszego artykułu.

**Mamy zatem z obliczeń dane następujące:**

a) indukcyjności L', Ls', sprawność $\eta$, przekładnię **n,**

b) wielkość prądu stałego magnesującego rdzeń — $I_{a0}$,

c) maksymalne napięcie zmienne Umax
d) wymiary blachy.

**Obliczamy:** ilości zwojów, rodzaj przewodnika przekrój rdzenia i ewentualnie wielkość szczeliny.

**I. Transformatory międzylampowe, mikrofonowe, wyjściowe małej mocy, ze składową prądu stałego**

1) Obliczamy wyrażenie $L \cdot Ia_0{}^2 \cdot A \cdot H^2$ aby rozstrzygnąć czy będzie to transformator ze szczeliną czy bez.

2) Dla obliczenia indukcyjności musimy założyć albo ilość zwojów i wyliczyć przekrój rdzenia qż ze wzoru 25, albo założyć qż a obliczać $Z_1$

Wstawiając z wyrażenia $(az_0) = \frac{Ia_0 \cdot Z_1}{lż}$ ilość zwojów $Z_1$ do równania na indukcyjność (25) otrzymamy

$$Vż = qż \cdot lż = \frac{Ia_0{}^2 \cdot L_1}{0{,}4\pi\mu_0 \cdot (az_0)^2} \cdot 10^8 \text{ cm}^3 \quad (47)$$

Obieramy średnią wartość $az_0$ w granicach 2 : 3 (wartości optymalne), i odczytujemy z wykresu na rys. 18 . . $\mu_0$ . . .

3) Mając dany wykrój blachy, odmierzamy lż i obliczamy

$$qż = \frac{Vż}{lż} \ldots \text{cm}^2$$

$$\text{stąd } y_2 = 1{,}1 \cdot \frac{qż}{y_1}$$

$y^2$ powinno być zawarte w granicach

$$y_1 \leqslant y_2 \leqslant 2{,}5\, y_1$$

4) Obliczamy ilość zwojów

$$Z_1 = \frac{(az_0) \cdot lż}{Ia_0}$$

$$Z_2 = n \cdot Z_1$$

oraz przekroje drutów

Sprawdzamy spółczynnik wypełnienia $fm$; powinien on być zawarty w granicach 0,15÷0,25 (dla cieńszych drutów i wyższych napięć — wartość mniejsza).

5) Rysujemy szkic uzwojenia i kontrolujemy indukcyjność rozproszenia oraz opory uzwojeń.

1a) Gdy wyrażenie $L \cdot Ia_0{}^2$ będzie większe jak $(3 \div 5) \cdot 10^{-3}\, H A_2$ należy zastosować szczelinę.

Początkowo nie uwzględniamy szczeliny i obliczamy Vż ze wzoru (47), mając na uwadze, że wprowadzenie szczeliny zmniejszy nam przekrój rdzenia.

2a) Obliczamy ilość zwojów $Z_1$ i $Z_2$ tak aby oba uzwojenia zmieściły się w okienku transformatora.

Następnie wg. wartości wyrażenia $\frac{Ia_0 \cdot Z_1}{lż}$ określamy z wykresu na rys. 20 optymalną szczelinę i $(az_0)$ z wykresu na rys. 18 odczytujemy $\mu_0$ i obliczamy

$$\mu\, eff = \frac{\mu_0}{1 + \frac{l_s}{lż} \cdot \mu_0}$$

3a) Obliczamy właściwy przekrój rdzenia z równania

$$qż = \frac{L \cdot lż \cdot 10^8}{0{,}4 \cdot \pi \cdot Z_1{}^2 \cdot \mu\, eff} \text{ — — cm}^2$$

$$\text{oraz } y_2 = 1{,}1 \; \frac{qż}{y_1}$$

4a) Rysujemy szkic uzwojenia, kontrolujemy Ls, $\eta$, n i przy transformatorze wyjściowym maksymalną indukcję B max.

**II. Transformatory wyjściowe dla wzmacniaczy przeciwsobnych (bez składowej stałej).**

W transformatorach tego typu pola magnetyczne stałe zasadniczo kompensują się; w praktyce jednak ze względu na asymetrię prądów anodowych lamp, przyjmujemy istnienie pewnej składowej stałej

$$I_0 = \backsim 0{,}1 \cdot Ia_0$$

t. zn. zakładamy, że prądy lamp mogą różnić się o 10%.

Objętość żelaza obliczymy z dwu równań

$$Um_1 = \omega n \cdot Bm \cdot Z_1 \cdot qż \cdot 10^{-8} V$$

$$\text{oraz } Z_1 = \frac{(az)m \cdot lż}{Im_1} = \frac{(az)m \cdot lż \cdot \omega n \cdot L_1}{Um_1}$$

gdzie $Um_1$ = amplituda napięcia zmiennego
$Im_1$ = amplituda prądu zmiennego

stąd

$$1) \quad Vż = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot Um^2_1}{\omega n^2 \cdot L_1 \cdot Bm^2} \cdot 10^8 \text{ -- cm}^3 \text{ -- } (48)$$

za $\mu_0$ wstawimy wartość około 500 ($az_0 \cong 0{,}3$) za Bm — 5000 — 7000 — zależnie od dopuszczalnych zniekształceń.

Obliczamy qź, $y_2$, oraz ilość zwojów

$$\text{ze wzoru } z_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 \cdot lż}{0{,}4\pi \cdot \mu_0 \cdot qż}}$$

3) Określamy $Z_2$ grubość drutu a po wykonaniu szkicu uzwojenia opory, sprawność i kontrolujemy przekładnię.

**III Dławiki we wzmacniaczach niskiej częstotliwości.**

Obliczenie tych dławików niczym nie różni się od sposobu obliczenia transformatorów i zależnie od wielkości iloczynu $L \cdot Ia^2_0$ obieramy konstrukcję ze szczeliną lub bez. W dalszych obliczeniach konstrukcyjnych będziemy pamiętali, że w dławikach mamy tylko jedno uzwojenie i współczynnik wypełnienia miedzi należy przyjąć większy aniżeli przy transformatorach.

**IV Dławiki we filtrach sieciowych.**

1) Filtr z wejściem pojemnościowym rys. 11a.

Ponieważ na kondensatorze $C$, utrzymuje się napięcie stałe ze składową zmienną, której amplituda wynosi 5 ÷ 10% napięcia stałego, możemy przyjąć we wzorach przenikliwość początkową $\mu_o$ wg. wykresu na rys. 18. Ponieważ zniekształcenia nie grają tu żadnej roli przyjmujemy $az_0$ w granicach 4 ÷ 5.

**2) Filtr o wejściu dławikowym rys. 12a.**

W układzie takim przyjmujemy, że na dławiku $L_1$ występuje spadek napięcia całkowitej składowej zmiennej (opór kondensatora C, do pominięcia). Dławik pracuje tu w nieco korzystniejszych warunkach, ponieważ mamy do czynienia z przenikliwością dynamiczną $\mu_d$ większą od przenikliwości początkowej $\mu_o$ dla danego $az_o$. Przybliżone wymiary rdzenia obliczamy z równania (47) wstawiając $az_o = 4 \div 5$ zaś za $\mu_d \backsim 500$

$(B \pm 4 - 5000)$

Następnie podobnie jak dla transformatorów ze składową stałą obliczamy ilość zwojów mogących się pomieścić w okienku i z wartości $\frac{Ia_0 \,.\, Z}{l\dot{z}}$ określamy wielkość optymalnej szczeliny. Dla uzupełnienia sprawdzamy B max kotrolując $\mu_d$ z wykresu na rys. 17.

Amplituda składowej zmiennej wynosi dla układu 2-kierunkowego ( rys. 12a) 67% Ua zaś dla prostownika 3-fazowego 25% Ua.

F. M.

(Dokończenie nastąpi)

---

W poprzednie artykuły wkradło się wiele błędów; ważniejsze z nich prosimy Szanownych Czytelników o poprawienie.

Nr. 2 str. 9, szpalta lewa 4-ty wiersz od dołu ma być

$$kn = \frac{U_2}{Us} = \frac{U'_2 \,.\, n}{Us} = \frac{K \,.\, n}{\sqrt{\left(1 + \frac{Ri}{R'_2}\right)^2 + \left(\frac{Ri}{6{,}28 \,.\, f_n \,.\, L_1}\right)^2}}$$

Str. 11. szpalta lewa, 1 wiersz od dołu $C_2' = C_2 \,.\, n^2$

Str. 12. szpalta lewa, 20 wiersz od dołu $(\backsim 2db)$

Str. 13. szpalta lewa, wiersz 21 od góry

$$r = \frac{R'_2}{2} \cdot \frac{1 - \eta}{\eta} = \frac{Ra}{2} (1 - \eta) \; . \; . \; . \; (12)$$

wiersz 1 od dołu

$$r_1 \leq \frac{Ra}{2} (1 - \eta) = \frac{7000}{2} (1 - 0{,}9) = 350 \text{ omów}$$

szpalta praca, wiersz 1 od góry

$$r_2 \leq \frac{350}{35{,}5^2} = 0{,}275 \text{ oma}$$

Inż. DOBROWOLSKI CZ.

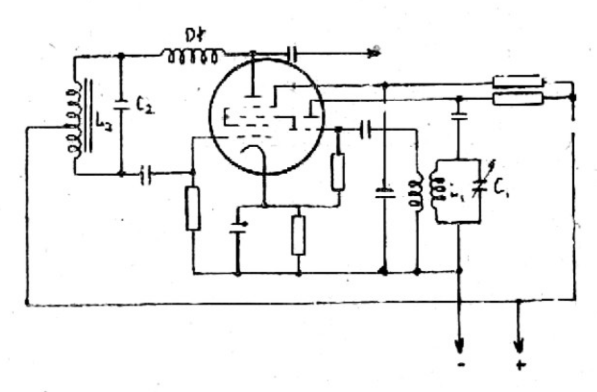
# Pomiarowe generatory wysokiej częstotliwości

(dokończenie)

Wszystkie wymienione układy dostarczają nieskażone napięcie wysokiej częstotliwości, w wypadku jednak, gdy wielkości kondensatora i oporu siatkowego nie są zbyt duże. W przeciwnym wypadku następuje periodyczne przerywanie drgań (podobnie jak w odbiornikach superreakcyjnych) co się objawia w postaci swoistej modulacji własnej. Częstotliwość takiej modulacji daje się zmieniać przy pomocy odpowiedniego doboru Rg i Cg. Na ogół ten sposób modulacji nie jest odpowiedni i dlatego nie poleca się go stosować. Należy raczej użyć oddzielną lampę w jednym z podanych układów, która by wytwarzała drgania częstotliwości akustycznej około 400c/s nadające się do modulacji generatora wysokiej częstotliwości. Warto zaznaczyć, że drgania modulujące powinny być w miarę możności czysto sinusoidalne, co jest specjalnie ważne przy pomiarach zniekształceń w odbiorniku. Osiąga się to przez stosowanie możliwie stałego sprzężenia zwrotnego oraz stosunkowo dużej pojemności kondensatora obwodu drgań. Do celów powyższych szczególnie nadają się układy trójpunktowe (np. rys. 6). Transformator modulacyjny powinien mieć dodatkowe uzwojenie służące do wprowadzenia napięć częstotliwości akustycznej do obwodu anodowego oscylatora w. cz. zgodnie z rys. 1, 2, 4, 5, 6 i 8 (trioda). Uzwoje-

nie to włącza się między zaciskiem (+) odpowiedniego układu a biegunem dodatnim źródła zasilania anodowego. Do układu rys. 8 tyczy się to oczywiście tylko obwodu anodowego triody.

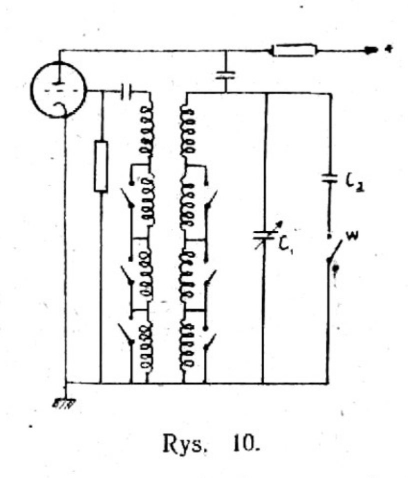
W układach o sprzężeniu elektronowym stosuje się często modulację, wykorzystującą działanie sterujące siatki chwytnej (przeciwemisyjnej) w tym wypadku uzwojenie modulujące załącza się do obwodu siatki chwytnej (między A i B rys. 7). Stosując lampy wielosiatkowe, jak np. oktody lub kombinowane (np. triody — heksody) możemy wytwarzać drgania wysokiej i niskiej częstotliwości przy pomocy jednej lampy.



Rys. 9.

Przykładem jest układ rys. 9, który wykorzystuje triodę — heksodę. Trioda wytwarza drgania w. cz. (obwód $L_1$ $C_1$); heksoda w układzie trójpunktowym generuje modulującą częstotliwość akustyczną, przy czym dobiera się tak słabe sprzężenie zwrotne aby lampa ledwie oscylowała. Napięcie modulowane pobiera się z obwodu anodowego heksody. Modulacja następuje wskutek tego, że 1. siatka heksody ma napięcie sterujące w. cz. zaś 3. siatka, połączona z siatką triody, napięcie sterujące n. cz. Celem zapobieżenia zwarcia wysokiej częstotliwości poprzez pojemności obwodu modulacyjnego stosuje się dławik w. cz. Dł. Aby otrzymać w przybliżeniu jednakowe napięcie w. cz. dla całego zakresu fal używa się bardzo prosty środek w postaci załączonego bezpośrednio przed siatką lampy oporu omowego 50 ÷ 250 Ω.

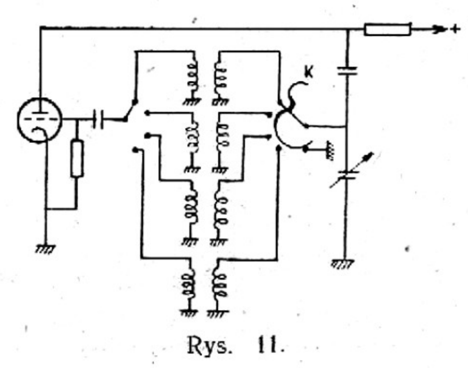
Po dokonaniu wyboru układu stosowanego należy wyznaczyć pożądany zakres fal (częstotliwości). W najprostszym wypadku stosuje się komplet cewek przewidziany dla odbiornika audionowego z reakcją i który posiada zakresy fal krótkich, średnich i długich. Przez odpowiednią konstrukcję można rozszerzyć zakres fal krótkich od 6 do 22,5 Mc, co obejmuje prawie wszystkie radiostacje tego zakresu. Ponieważ zakres obecnie stosowanych w odbiornikach superheterodynowych częstotliwości pośrednich (około 460 kc/s i 120 kc s) nie jest objęty przez zwyczajny komplet cewek, stosuje się w tym celu załączenie przy pomocy dodatkowego przełącznika, dodatkowego kondensatora stałego do obrotowego kondensatora obwodu strojonego. Otrzymuje się w ten sposób pewne rozciągnięcie zakresu częstotliwości pośrednich, co przy zdejmowaniu i



Rys. 10.

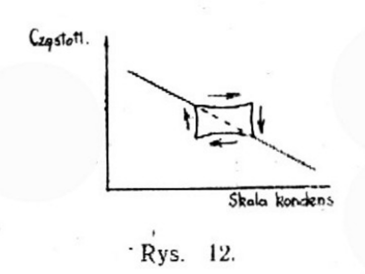
sprawdzaniu krzywych rezonansu może oddać duże usługi. W podobny sposób uzyskuje się i rozciągnięcie zakresów krótkofalowych, co obecnie jest pożądane przy strojeniu nowoczesnych odbiorników z rozciągniętą skalą na krótkich falach. Wymaga to wówczas znacznego powiększenia ilości zakresów generatora. Co się tyczy sposobów przełączania zakresów fal, to nie można podać ogólnej reguły obowiązującej, gdyż zależą one od rodzaju przełącznika falowego, którym się dysponuje. W wypadku stosowania starych przełączników kolankowych najlepiej posługiwać się sposobem przełączania szeregowego (rys. 10), przy którym cewki poszczególnych zakresów leżą szeregowo i niewykorzystane są automatycznie zwierane. Układ ten pozwala również łatwo na załączenie przy pomocy osobnego kontaktu S kondensatora $C_2$ równolegle do kondensatora obrotowego $C_1$. Należy dbać o możliwie najkrótsze połączenia montażowe, w przeciwnym bowiem wypadku napotykamy w zakresie krótkich fal na trudności, objawiające się w zrywaniu drgań i zmniejszeniu zakresu częstotliwości.

System kolejnego załączania poszczególnych grup cewek bardzo wygodny przy stosowaniu przełączników pierścieniowych (typu yale) podany jest na rys. 11 dla układu 4-ro zakresowego. Wadą tego układu są nieuniknione szkodliwe sprzężenia indukcyjne lub pojemnościowe (dzięki drutom montażowym i kontaktom przełącznika),



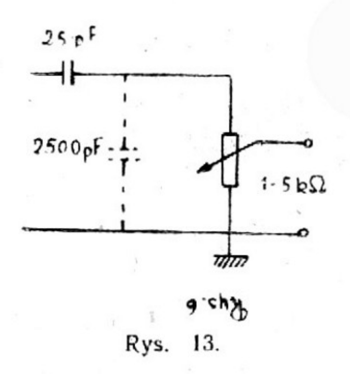
Rys. 11.

których przy ścieśnionej konstrukcji nie da się ominąć. Może się zdarzyć, że rezonans własny pewnej cewki, określony przez jej samoindukcję i pojemność własną, przypada akurat w zakresie wyższych częstotliwości naszego generatora. Wówczas występują bardzo nieprzyjemne zjawiska, związane z t. zw. „przeciąganiem". Strojenie przy tej częstotliwości staje się niemożliwe jak to pokazuje schematycznie rys. 12. W miarę zbliżania się dostrojenia do punktu krytycznego występuje niedociągłość, powodująca nagły skok częstotliwości. Zjawisko to można usunąć, przez zwieranie nieczynnych cewek, Bardziej nowoczesne przełączniki mają w tym celu dodatkowe kontakty zwierające (K na rys. 11), które zwierają wszystkie cewki oprócz jednej czynnej w tym położeniu. Zwieranie cewek sprzężenia zwrotnego jest, jak to pokazuje praktyka, zbędne.




Rys. 12.

Zasilanie generatora pomiarowego może mieć miejsce z baterii lub sieci. Każdy z tych sposobów ma swoje zalety i wady. Zasilanie bateryjne jest prostsze i nie wymaga specjalnych urządzeń stabilizacyjnych; jest jednak kosztowne i niewygodne. Zasilanie sieciowe może być wykonane w układzie uniwersalnym (prąd stały i zmienny) lub tylko na prąd zmienny. Ten pierwszy sposób jest o tyle gorszy, że łączy się z dużym ogrzaniem aparatury, spowodowanym przez opory redukcyjne w obwodzie żarzenia, co źle wpływa na stałość generatora. Aby uniezależnić się od zmian napięcia sieci należy stosować lampy stabilizacyjne (np. stabilovolt) i opory żelazowodorowe. Wreszcie warto zaznaczyć, że generator bateryjny łatwiej się daje ekranować niż przy zasilaniu sieciowym.




Rys. 13.

Do dzielenia napięcia wysokiej częstotliwości dostarczonej przez generator stosuje się różnorodne układy, w zależności od dopuszczalnych kosztów i środków, będących pod ręką. Najprostszym urządzeniem, zresztą bardzo prymitywnym, jest potencjomierz sprzężony, przy pomocy małego kondensatora z obwodem w. cz. lub z cewką sprzężenia zwrotnego (rys. 13), przy czym często, równolegle do oporu całkowitego potencjomierza, załącza się kondensator o stosunkowo dużej pojemności. Należy pamiętać, o dobrym ekranowaniu potencjomierza względem układu drgań oraz względem zacisku wyjściowego, celem nie dopuszczenia bezpośredniego sprzężenia między wejściem odbiornika a stosunkowo dużymi napięciami, w. cz. generatora pomiarowego, które dochodzą nieraz do 100 V, podczas gdy do odbiornika chcemy doprowadzać napięcia rzędu kilku lub kilkudziesięciu mikrowolt.

JAN KRUPSKI

# Sposoby usuwania zakłóceń w odbiorze

Zakłócenia określa się stosunkiem średniego napięcia zakłócającego do średniego napięcia sygnału odbieranego przy głębokości modulacji 80%.

Odbiór uważa się za zakłócony, jeżeli poziom tych zakłóceń wyraża się stosunkiem większym od 1/100, a czas trwania zakłócenia jest dłuższy od 1 sekundy, oraz jeżeli powtarzają się one częściej niż co 5 minut.

Rozróżniamy zakłócenia małej, średniej i wielkiej częstotliwości. Zakłócenia średniej i małej częstotliwości przenikają do odbiornika głównie przez przewody, zasilające go, a pochodzą przeważnie od prądu zmiennego z sieci — mają więc jego częstotliwość, albo też od kolektorów maszyn elektrycznych itp.; oprócz drogi bezpośredniej, zakłócenia mogą przenikać do odbiornika drogą sprzężenia pomiędzy obwodami a siecią zasilającą.

Zakłócenia wielkiej częstotliwości przenikają do odbiornika przez bezpośrednie promieniowanie, przez sprzężenie między instalacją odbiorczą i siecią przewodów elektrycznych, wzdłuż której te zakłócenia się rozchodzą. Pochodzą one zazwyczaj z urządzeń, w których zachodzi iskrzenie, a więc przyczyną ich są nagłe zmiany natężenia prądu, przepięcia i t. p., które w przypadkowych obwodach rezonansowych wytwarzają oscylacje wielkiej częstotliwości.

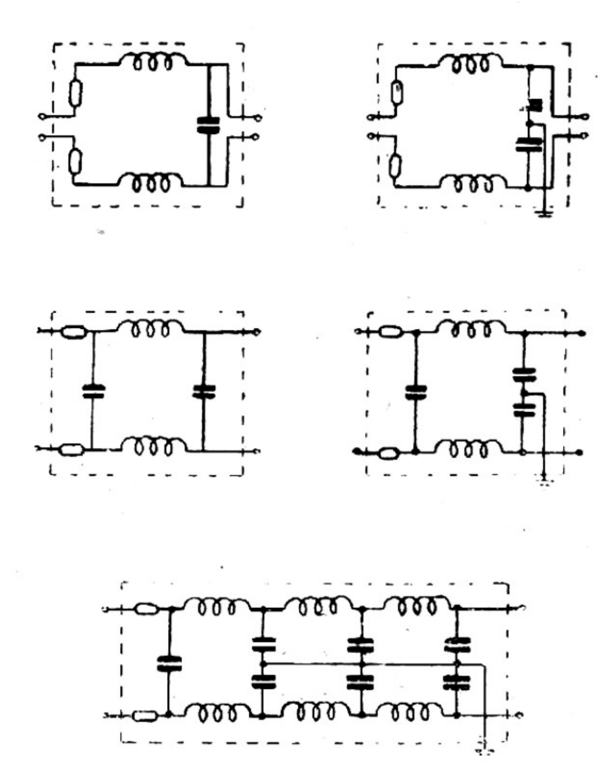
Środki techniczne, którymi posługujemy się dla zwalczania zakłóceń, składają się z 4 elementów, mających zastosowanie pojedynczo lub w połączeniu ze sobą.

Są to: 1). Kondensatory. 2). Dławiki wysokiej częstotliwości lub opory. 3). Kombinacje oporowo (dławikowo) - kondensatorowe. 4). Ekrany (przewody ekranowane).

Zadaniem kondensatorów jest stworzenie obwodów zwierających dla częstotliwości zakłócających; kondensatory, — w zależności od miejsca ich zastosowania, muszą być wytrzymałe na odpowiednie napięcie pracy, (dobra izolacja).

Dławiki wysokiej częstotliwości mają za zadanie stawić dostatecznie duży opór prądom zakłócającym wysokiej cz., jednocześnie jednak muszą przepuszczać całkowicie prąd pracy (urządzenia, powodującego zakłócenia). Dla celów tłumienia zakłóceń wchodzą w grę indukcyjności, zawierające się głównie w granicach od 0,1. — 2 mH licząc się z tym, aby spadek napięcia zmiennego na indukcyjności był możliwie mały.

Opór omowy i kondensator (w szereg) stosuje się w miejscach, gdzie występują kontakty



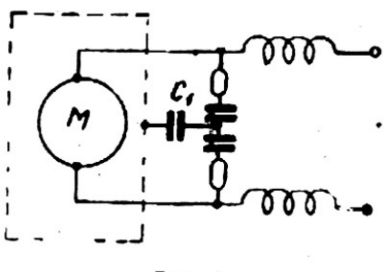
**Różne układy filtrów przeciwzakłóceniowych**

iskrzące (iskierniki), przy czym napięcie na zaciskach nie przekracza 50 v. Opory dobiera się się w granicach od 5 — 100 Ω. kondensatory (0,005 — 4 μF).

Kombinacje kondensatorów i dławików stosuje się tam, gdzie same kondensatory nie wystarczają. Zasadą jest, aby w takiej kombinacji kondensatory włączone były od strony urządzenia, wywołującego zakłócenia. Indukcyjności dławików mogą wynosić od kilku do kilkunastu mH.

Ekrany mają za zadanie oddzielenie członów wysokiej częstotliwości od działających na nie wpływów zewnętrznych. Stosuje się je np. przy silnie zakłócających aparatach medycznych, które wytwarzają energię wysokiej częstotliwości dla celów leczniczych. Najlepiej ekranować całą aparaturę blachą miedzianą grubości 1 mm dobrze lutowaną w miejscach złączeń. Poza tym mogą być stosowane siatki miedziane lub żelazne, galwanizowane, blachy aluminiowe, ołowiane i t. p., a dla małej częstotliwości blachy żelazne.

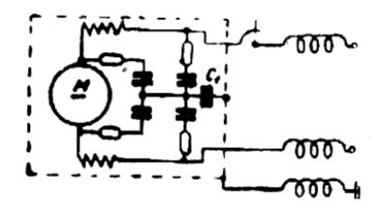
Ze względu na skuteczność usuwania zakłóceń, kondensatory powinny być możliwie bezindukcyjne, dławiki — bezpojemnościowe i o stosunkowo małych stratach, opory — bezindukcyjne i bezpojemnościowe, przewody ekranowane — o jak najmniejszych stratach dla wielkiej częstotliwości.



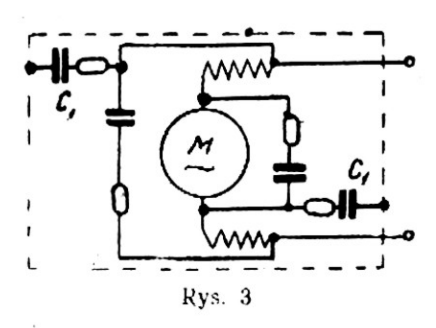

Rys. 1

O ile możności środki przeciwzakłóceniowe ze względu na ich wydajność należy umieszczać jak najbliżej źródła zakłóceń, a nawet wmontować je do wnętrza, aby przewody łączące były jak najkrótsze.

Ze względu na użyteczność i bezpieczeństwo danego urządzenia, kondensatory przeciwzakłóceniowe nie powinny przepuszczać zbyt dużego prądu roboczego. Dławiki powinny być nawinięte drutem o przekroju odpowiadającym największemu obciążeniu danej instalacji, opory zaś powinny być przewidziane na odpowiednie obciążenie. Przewody połączeniowe powinny być jak najkrótsze i o odpowiednim przekroju.

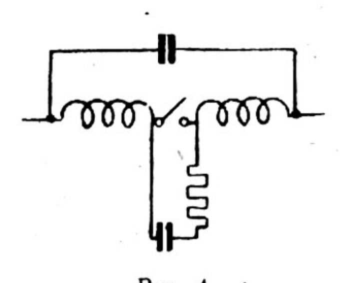



Rys. 2




Rys. 3

W większości wypadków konieczne jest stosowanie filtrów przeciwzakłóceniowych, które mają na celu tłumienie prądów zakłócających.



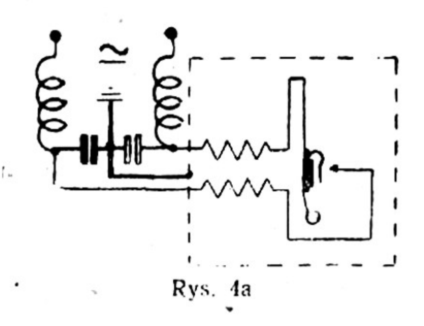
Rys. 4

Ze względu na zakres częstotliwości rozróżnia się filtry małej, średniej lub wielkiej częstotliwości.

Wartości orientacyjne poszczególnych elementów filtru są następujące:

dławiki małej częstotliwości od 20 do 50 H,

dławiki wielkiej częstotliwości od 0,1 do 5 mH,




Rys. 4a

pojemności przy prądzie zmiennym od 0,005 do 0,5 μ F,

pojemności przy prądzie stałym od 0,005 do 4μ F.

Ze względu na miejsce usuwania zakłóceń rozróżnia się dwie metody:

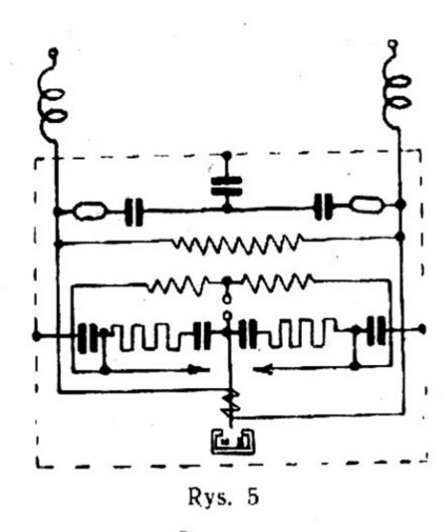
1) usuwanie zakłóceń w urządzeniach wytwarzających, przetwarzających lub przesyłających energię elektryczną,

2) usuwanie zakłóceń w instalacji odbiorczej.

O tym, który z powyższych sposobów jest więcej celowy, decydują koszty, bezpieczeństwo i prostota obsługi samego odbiornika, przy czym w zasadzie za więcej celowy należy uważać sposób pierwszy, t. j. unieszkodliwianie u źródła zakłóceń.

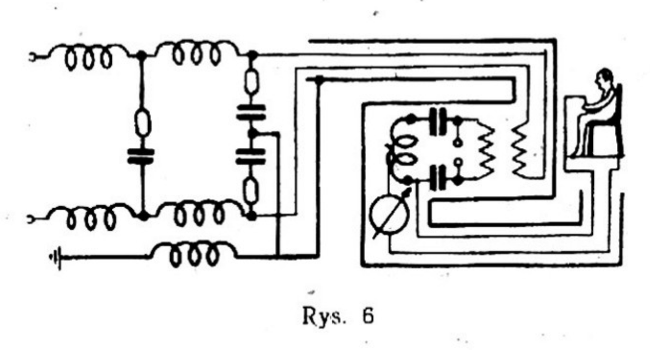
Po stwierdzeniu należytego stanu urządzenia odbiorczego i wykryciu źródeł zakłóceń należy zmniejszyć wpływ ich na urządzenie odbiorcze, t. j. usunąć możliwe sprzężenie z siecią zakłócającą przez odsunięcie doprowadzenia anteny od sieci, zastosowanie filtrów sieciowych i t. p.

Ze względu na niebezpieczeństwo układy przeciwzakłóceniowe dołączone do sieci prądu zmiennego powinny się łączyć z kadłubem metalowym źródła zakłóceń jedynie za pośrednictwem kon-



Rys. 5

densatorów t. zw. ochronnych (na rysunkach oznaczone przez $C_1$). Kondensatory przeciwzakłóceniowe mogą jednocześnie spełniać rolę kondensatorów ochronnych.



Rys. 6

W urządzeniach prądu zmiennego oraz w maszynach, których kadłub jest nieuziemiony lub też posiada uziemienie niepewne, kondensatory ochronne powinny ograniczać prąd, płynący od kadłuba do ziemi w tym stopniu, aby największa jego wartość nie przekraczała:

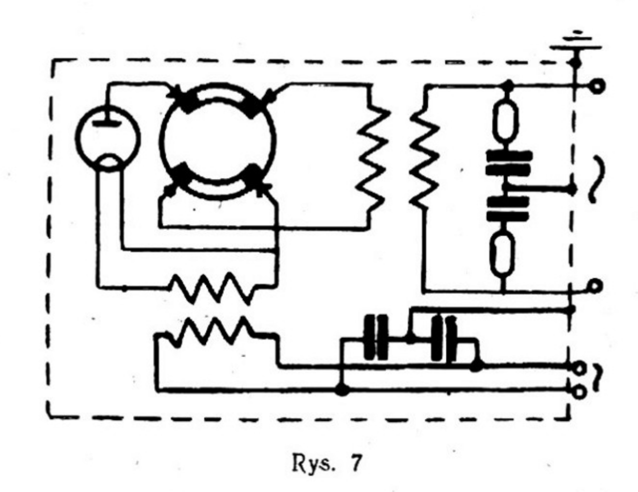
a) w urządzeniach nowowykonanych — 0,4 mA,

b) w urządzeniach już istniejących — 0,8 mA.

W urządzeniach i w maszynach prądu zmiennego, których kadłub jest dobrze uziemiony, kondensatory ochronne powinny ograniczać prąd, płynąc w układzie przeciwzakłóceniowym przez przewód uziemiający, w tym stopniu, aby największa jego wartość nie przekraczała 3,5 mA.

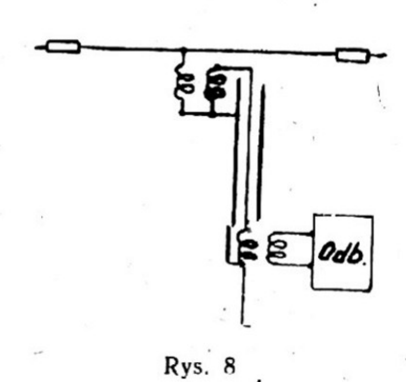
W urządzeniach i maszynach prądu stałego, których kadłub jest nieuziemiony, należy umieszczać kondensator ochronny w przewodzie, łączącym układ przeciwzakłóceniowy z kadłubem. W urządzeniach i maszynach prądu stałego, których kadłub jest uziemiony, kondensator ochronny jest zbędny.

Skuteczność stosowania poszczególnych środków przeciwzakłóceniowych należy sprawdzić, mierząc napięcie zakłócające na zaciskach maszyn czy też urządzeń, powodujących zakłócenia, za pomocą odpowiedniego woltomierza, oddzielonego od sieci kondensatorami o właściwej pojemności.



Rys. 7

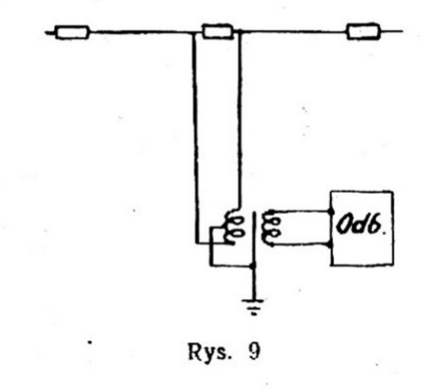
Jeżeli chodzi o maszyny elektryczne, to wytwarzają one przeważnie zakłócenia wysokiej częstotliwości, rozchodzące się głównie wzdłuż



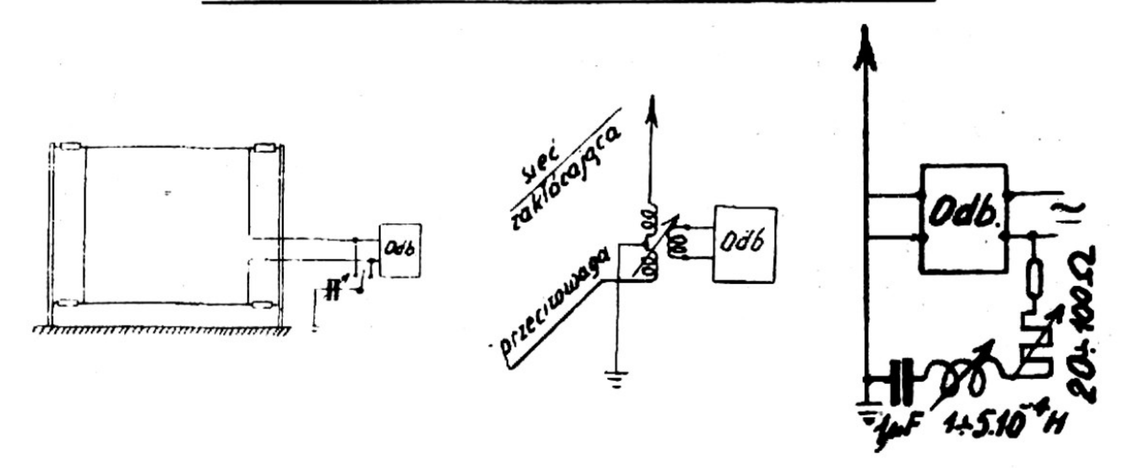

Rys. 8

sieci elektrycznej oraz drogą sprzężenia z siecią innych przewodów. Należy tu przede wszystkim sprawdzić stan maszyn i izolacji, ponieważ najczęściej zakłócenia spowodowane są złym ustawieniem szczotek, niedotarciem ich, zanieczyszczeniem kolektora i t. p.

Do maszyn wszelkiego typu (silniki na prąd stały i zmienny, urządzenia fryzjerskie, żelazka odkurzacze i t. p.) stosuje się urządzenia, wskazane na rys. 1 i 2. Ze względu na ekonomię i prostotę należy, w miarę możności ograniczać się




Rys. 9




do stosowania samych kondensatorów lub też kondensatorów w połączeniu z oporami. Gdyby to nie pomogło stosuje się dławiki. Rys. 3 przedstawia zabezpieczenie silnika na prąd zmienny i stały. Rys. 4 układ przeciwzakłóceniowy dla kontaktów ruchomych, rys. 4a—dla kontaktów ruchomych w urządzeniach ekranowanych. Rys. 5 pokazuje, jak należy zabezpieczyć prostowniki z wibratorem. Mamy tu do czynienia z podwójnym zabezpieczeniem: przy zaciskach wejściowych i przy kontaktach części wibrujących. Inne rysunki posiadają własne objaśnienia.

Każdy z podanych na rysunkach przykładów wskazuje wszystkie elementy, jakie można użyć przy danym urządzeniu dla zwalczania zakłóceń; w poszczególnych wypadkach na drodze praktycznej może się okazać, że wystarczą tylko niektóre z nich, należy więc uprzednio zrobić próby przed ostatecznym zamontowaniem właściwego urządzenia przeciwzakłóceniowego. To samo dotyczy wielkości zastosowanych kondensatorów, dławików i oporów, które należy ustalić drogą prób, nie dając jednak większych niż potrzeba zarówno ze względu na ekonomię, jak i na skuteczność działania.

Sposoby usuwania zakłóceń przy instalacji odbiorczej polegają głównie na zastosowaniu różnych układów w przewodzie antenowym. Poszczególne przykłady podają rysunki, nie wymagające dodatkowych objaśnień.

# Obliczanie układów wibratorowych

(dokończenie)

Przede wszystkim znajdźmy przekrój drutu $q_2$ uzwojenia wtórnego. W tym celu musimy wyznaczyć wartość szczytową impulsu prądu stałego $I_{m2}$ w obwodzie wtórnym, który ciągle ładuje kondensator C.

Co okres dostaje C dwa impulsy prądu stałego o wielkości $I_{m2}$ o czasie trwania s . T. W ten sposób ładunek kondensatora C podczas jednego okresu wynosi 2 . $I_{m2}$ s . T.

W tym samym czasie prąd $I_2$ odprowadza poprzez opór R ładunek $I_2$ T. Oba te ładunki są sobie równe, czyli:

$$2 . I_{m2} . sT = I_2 T$$

(8) $$I_{m2} = \frac{I_2}{2s}$$

Zgodnie z (7) mamy więc:

$$\frac{I_{2\,eff}}{\sqrt{s}} = \frac{I_2}{2s}$$

i

(9) $$I_{2\,eff} = \frac{I_2}{2\sqrt{s}}$$

Ze względu na uproszczenie obliczenia (impuls prądu nie jest dokładnie prostokątny) zaleca się wprowadzić czynnik korygujący 1,1 (10%), co daje ostatecznie wartość skuteczną prądu w uzwojeniu wtórnym:

(9a) $$I_{2\,eff} = \frac{1{,}1\ I_2}{2\sqrt{s}}$$

Znając dopuszczalną gęstość prądu σ może-

my ostatecznie obliczyć przekrój drutu uzwojenia wtórnego:

$$(10) \qquad q_2 = \frac{I_{2\,eff}}{\sigma} \quad (q_2 \text{ w mm}^2)$$

Podstawiając $\sigma = 2{,}5$ A/mm² i $I_{2eff}$ z (9 a) uzyskujemy gotowy wzór

$$(11) \qquad q_2 = 0{,}22 \frac{I_2}{\sqrt{s}} \quad (q_2 \text{ w mm}^2,\ I_2 \text{ w A})$$

Przekrój drutu uzwojenia pierwotnego oblicza się z mocy pobranej $N_1$, którą znamy już na podstawie równ. (2). Ponieważ podczas okresu T mamy dwa impulsy prądu stałego o wartości $I_{m1}$, przepływające w czasie sT, więc:

$$N_1 = U_1 I_{m1} . s T . 2 . \frac{1}{T} = 2 s . U_1 . I_{m1}$$

Wyrażając $I_{m2}$ przez $I_{1eff}$ z równ. (7), otrzymamy:

$$N_1 = 2 \sqrt{s}\, U_1 . I_{1\,eff}$$

Stąd obliczamy:

$$I_{1\,eff} = \frac{N_1}{2 . \sqrt{s} . U_1}$$

Dzieląc przez $\sigma$ mamy wreszcie szukany przekrój $q_1$:

$$(12) \qquad q_1 = \frac{N_1}{2 \sqrt{s} . U_1 . \sigma}$$

Podstawiając $\sigma = 2{,}5$ A/mm² oraz mnożąc przez 1,1 (patrz 9) uzyskujemy:

$$(13) \ q_1 = 0{,}22 \frac{N_1}{\sqrt{s} U_1} \ (N_1 \text{ w W}, U_1 \text{ w V}, q_1 \text{ w mm}^2)$$

Aby znaleźć długość drutu obu uzwojeń znajdujemy przybliżone wartości średniej długości zwoju $l_{s1}$ $l_{s2}$. Mnożąc przez $n_1$ względnie $n_2$ otrzymujemy długości drutu:

$$(14) \qquad l = l_{S1} . n_1 ; \ l_2 = l_{S2} . n_2$$

Znając l i q obu zwojów możemy znaleźć ich opory omowe $R_2$ i $R_1$, które powodują odpowiednie spadki napięć:

(15) $\Delta U_1 = I_{1\,eff} . R_1$; $\Delta U_2 = I_{2\,eff} . R_2$

Stąd znajdujemy procentowe spadki napięć:

$$(16) \ p_1 = \frac{\Delta U_1}{U_1} 100; \ p_2 = \frac{\Delta U_2}{U_2} . 100$$

Aby skompensować powyższe spadki napięć t. zn. aby otrzymać pożądane napięcie wtórne przy obciążeniu, należy podwyższyć ilość zwojów wtórnych o:

(17) $\Delta n_2 = 0{,}01 (p_1 + p_2) n_2$

Praktycznie można powyższe obliczenie pominąć, dodając do obliczonej ilości zwojów wtórnych według równania (6) od 5 do 10%. Kończąc obliczenie transformatora należy sprawdzić, czy oba uzwojenia łącznie ze szpulą i izolacją międzywarstwową mieszczą się na rdzeniu wybranego przez nas typu. Przekrój uzwojenia oblicza się w przybliżeniu przyjmując, że każdy drut jest kwadratem o boku równym jego średnicy. Jeżeli więc $d_1$ i $d_2$ są średnicami drutu uzwojenia pierwotnego względnie wtórnego odpowiednie przekroje $F_1$ względnie $F_2$ będą wynosić:

(18) $F_1 = n_1 d_1$ i $F_2 = n_2 d_2$

Należy dążyć do tego, aby $F_1 + F_2$ wynosiło około 70% pola okna blaszki rdzenia transformatorowego.

Obecnie obliczymy pulsację wyprostowanego napięcia wtórnego $U_2$ na kondensatorze C. Pulsacja wyraża się jako wahanie napięcia $U_2$. Oznaczmy to wahanie $U_2$ przez $2 . U_s$, gdzie $U_s$ będzie amplitudą napięcia zmiennego, nałożonego na napięcie stałe $U_2$. W przerwach między ładowaniami traci kondensator ładunek $C . 2\ U_s$. Ładunek ten odprowadza prąd obciążenia $I_2$ w czasie $(0{,}5 . T - s . T)$. Mamy więc:

$$C . 2\ U_s = I_2 (0{,}5\ T - sT) = I_2 (0{,}5 - s) \frac{1}{f}$$

Stąd

$$(19) \ U_s = \frac{I_2 (0{,}5 - s)}{2\ c\ f} \ (I_2 \text{ w A}, C \text{ w F}, f \text{ w c/s})$$

Z równania (19) określającego amplitudę składowej zmiennej pulsującego napięcia wyprostowanego, wyprowadzamy następujące wnioski: Pulsacja jest tym mniejsza im mniejszy jest prąd oddawany $I_2$ i im większe są: stała s zamknięcia kontaktów wibratora, pojemność kondensatora wyrównawczego C, oraz częstotliwość f wibratora. Widzimy więc, że pod tym względem wibrator zachowuje się nie gorzej od prostowników innego typu (szczególnie ze względu na wysoką wartość f). Dotyczy to jednak tylko zakłóceń niskiej częstotliwości, gdyż zakłócenia wysokiej częstotliwości, tak charakterystyczne dla układów wibratorowych stanowi jedno z najtrudniejszych zagadnień tych układów i daje się usunąć z wielkim trudem.

G. M.

# Wzmocnienie wysokiej częstotliwości

Główną dziedziną zastosowania obwodów drgań są wzmacniacze wysokiej częstotliwości, do których zaliczamy również i wzmacniacze pośredniej częstotliwości. We wzmacniaczach wysokiej częstotliwości stosuje się prawie wyłącznie pentody. Pod pojęciem „wzmocnienie" pojedynczego stopnia lub całego urządzenia rozumieć będziemy stosunek zmiennego napięcia wyjściowego $U_2$ do napięcia wejściowego $U_1$:

$$K = \frac{U_2}{U_1} \tag{1}$$

Wzmocnienie K z (1) zależy od nachylenia S, będącego, jak wiadomo stosunkiem zmiany prądu anodowego do wywołującej ją zmiany napięcia siatkowego. Napięcie siatki $U_1$ figuruje już w równaniu (1); aby znaleźć wielkość prądu anodowego Ia, należy go wyrazić w zależności od zmiennego napięcia anodowego $U_2$ i oporu zewnętrznego. Zgodnie z prawem Ohma U = IR. Zamiast $U_2$ możemy w równaniu (1) podstawić iloczyn prądu anodowego Ia przez zmienny opór anodowy R. Wzór (1) przybiera wówczas postać:

$$K = \frac{I_a R}{U_1} \tag{2}$$

Stosunek $I_a/U_1$ zgodnie z poprzednio podanym określeniem, równa się nachyleniu S; zamiast wzoru (2) możemy więc napisać:

$$K = SR \tag{3}$$

Należy pamiętać, że opór R składa się z równoległego połączenia oporu zewnętrznego Ra i oporu wewnętrznego $R_i$. Dokładny wzór do obliczenia wzmocnienia brzmi więc:

$$K = S \frac{Ri\,Ra}{Ri + Ra} \tag{4}$$

gdzie:
K — wzmocnienie (bez wymiaru),
S — nachylenie w punkcie pracy w (A/V),
Ri — opór wewnętrzny lampy w (omach),
Ra — opór zewnętrzny w (omach).

W wypadku stosowania pentod, które mają duży opór wewnętrzny i stosunkowo mały opór zewnętrzny wzór (4) można zastąpić przez:

$$K = SRa \tag{4a}$$

Opór wewnętrzny lampy podaje się zazwyczaj jako parametr charakterystyczny lampy. Może on być również obliczany na podstawie:

$$Ri = \frac{Ua}{Ia}\ \Omega. \tag{5}$$

Gdzie Ua i Ia są to zmienne napięcie i prąd anodowy. Dla wzmacniaczy niskiej częstotliwości wyznaczenie oporu zewnętrznego nie natrafia na żadne trudności, ponieważ dla niezbyt dużego zakresu częstotliwości wchodzi w rachubę tylko opór omowy obciążenia. Zupełnie inaczej rzecz się ma dla wzmacniaczy wysokiej częstotliwości. Opór omowy stosowanych w tym wypadku obwodów rezonansowych jest bardzo mały i przy obliczeniu oporu zewnętrznego niemiarodajny. Wzór, który podajemy niżej, wskazuje na wręcz przeciwne zjawisko: zmniejszanie się oporu zewnętrznego przy wzroście oporu czynnego obwodu. Napięcia i prądy interesujące nas przy obliczaniu wzmocnienia są wysokiej częstotliwości. Jako opór zewnętrzny działa opór rezonansowy obwodu drgań, leżącego w obwodzie anodowym. Jak wiadomo opór rezonansowy równoległego obwodu drgań oblicza się przy pomocy wzoru:

$$Rr = \frac{L}{CR}\ \Omega \tag{6}$$

gdzie: R — opór czynny obwodu w (Ω),
L — samoindukcja w (H),
C — pojemność w (C).

Dla praktycznych obliczeń lepiej się posługiwać wzorem:

$$Rr = 900\frac{L}{CR}\ \Omega \tag{7}$$

gdzie są wyrażone: R w (omach),
L w (cm),
C w (cm).

Rozpatrując równanie (6) lub (7) widzimy, że opór rezonansowy rośnie, gdy opór czynny obwodu maleje. Gdyby opór czynny był zerem, opór rezonansowy stałby się nieskończenie duży. Lecz wówczas nie moglibyśmy otrzymać wzmocnienia pewnego określonego zakresu częstotliwości, ponieważ bez oporu czynnego obwód nie miałby zupełnie szerokości wstęgi. Stąd wnioskujemy, że pewien, niezbyt duży opór czynny obwodu drgań jest nawet konieczny. Z równań (6) i (7) widać również wpływ pojemności i samoindukcji obwodu rezonansowego na wzmocnie-

nie. Zgodnie z równ. (4) lub (4a) wzmocnienie rośnie wraz z oporem zewnętrznym, który w naszym wypadku równa się oporowi rezonansowemu obwodu drgań. Otóż opór ten rośnie, gdy zwiększamy samoindukcję L. Przy danej częstotliwości rezonansu pociąga to za sobą zmniejszenie pojemności obwodu, o ile oczywiście pozwalają na to wymagane warunki, dotyczące szerokości wstęgi.

Istnieją jednak względy ograniczające możliwości powiększenia oporu rezonansowego. Jeżeli pojemność obwodu jest bardzo mała, pojemności międzyelektrodowe lamp (pojemność anoda-katoda lampy poprzedniej oraz pojemność siatka—katoda lampy następnej) będą stanowiły znaczny procent ogólnej pojemności i uniemożliwiają wymianę lamp. Pojemności międzyelektrodowe poszczególnych egzemplarzy lamp tego samego typu są bowiem dosyć rozbieżne i może zajść wypadek, że przy zmianie lampy obwód trzeba na nowo dostroić. Jest to oczywiście niedopuszczalne dla aparatów seryjnej produkcji

Przy projektowaniu obwodu należy pamiętać o jeszcze jednej rzeczy. Aby otrzymać maksymalne wzmocnienie trzeba stosować możliwie dużą samoindukcję i małą pojemność. Na ogół straty obwodu są związane z cewką. Przy powiększeniu samoindukcji straty te rosną dość znacznie i może nawet zajść wypadek, że zamiast powiększenia oporu rezonansowego otrzymujemy obwód równoważny staremu lub nawet, co się zdarza rzadziej, gorszy.

Szerokość wstęgi obwodu drgań oblicza się, jak wiadomo, ze wzoru:

$$w = \frac{f}{Q} \ (c/s) \qquad (8)$$

Przy dokładnym obliczaniu należy pamiętać, że równolegle do obwodu rezonansowego leży opór wewnętrzny lampy, co powiększa nieco szerokość wstęgi. Matematycznie wyraża się to przez zmianę równania (8) przez:

$$w = \frac{f}{Q}\left(1 + \frac{Rr}{Ri}\right) \ (c/s) \qquad (9)$$

Dobroć Q obwodu, jak wiadomo, równa się:

$$Q = \frac{\omega L}{R} \qquad (10)$$

W ten sposób mamy wszystkie dane potrzebne do obliczenia normalnego wzmacniacza wysokiej częstotliwości z obciążeniem w postaci obwodu rezonansowego.

Obwód rezonansowy może oczywiście leżeć i w obwodzie siatki następnej lampy. Stałe napięcie anodowe jest wówczas doprowadzone przy pomocy dławika wysokiej częstotliwości, zaś zmienne napięcie wysokiej częstotliwości doprowadzone jest do obwodu przez mały kondensator sprzęgający. Zakładając, że dławik stawia prądom wysokiej częstotliwości bardzo duży opór w porównaniu z oporem rezonansowym obwodu, zaś kondensator sprzęgający jest dostatecznie duży, obliczenie wzmacniacza może być robione zgodnie z podanymi wyżej wzorami, nie obawiając się znacznych błędów.

Na przykładzie zobaczymy w jaki sposób robi się w praktyce takie obliczenie.

Przykład: Obciążeniem anodowym pentody EF7 jest obwód strojony o długości fali własnej $\lambda = 500$ m. Pojemność obwodu wynosi $C = 500$ cm. Opór strat obwodu wynosi $R = 5\ \Omega$. Do siatki sterującej lampy jest przyłożone zmienne napięcie wysokiej częstotliwości (odpowiadającej $\lambda = 500$ m), które równa się $U_1 = 10$ mV. Obliczyć częstotliwość f, samoindukcję L, dobroć Q, opór rezonansowy Rr, wzmocnienie K i szerokość wstęgi W.

Z danych fabrycznych, dotyczących lampy EF7 mamy dla napięcia początkowego $Ug_1 = -1{,}5$V; $S = 2$ mAV i $Ri = 2\ M\Omega$. Częstotliwość f otrzymujemy jako:

$$f = \frac{300000000}{\lambda} = \frac{300000000}{500} = 600000 c/s = 600 Kc/s$$

Samoindukcję wyznacza znany związek:

$$L = 254\ \frac{\lambda^2}{C} = 254\ \frac{500 \cdot 500}{500} = 254 \cdot 500 = 127000 \text{ cm}$$

Zgodnie z równaniem (10):

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2 \cdot 600.000 \cdot 0{,}000127}{5} = \frac{480}{5} = 96$$

Opór rezonansowy znajdziemy z równania (7):

$$R_r = 900\ \frac{L}{RC} = 900\ \frac{127000}{5 \cdot 500} = 50000\ \Omega$$

Ponieważ $Ri = 2\ M\Omega$ i jest znacznie większe od Rr, możemy wpływ jego pominąć i obliczyć wzmocnienie z równania (4a):

$$K = S \cdot R_r = 0{,}002 \cdot 50000 = 100$$

Należy pamiętać, że S we wzorach (4) i (4a) jest wyrażone w (A/V), zaś dane fabryczne podają S w (mA/V). Ponieważ napięcie sterujące wynosiło $U_1 = 10$ mV, więc przy wzmocnieniu $K = 100$ zmienne napięcie na obwodzie rezonansowym będzie wynosiło:

$$U_a = 100 \cdot 10 = 1000 \text{ mV} = 1\text{V}.$$

Znając opór rezonansowy i zmienne napięcie anodowe, możemy w wypadku rezonansu obliczyć zmienny prąd anodowy:

$$I_a = \frac{U_a}{R_r} = \frac{1}{50000} = 0{,}0000\,2 \text{ A} = 0{,}02 \text{ mA}$$

Wreszcie obliczamy jeszcze szerokość wstęgi:

$$w = \frac{f}{Q} = \frac{600000}{96} \simeq 6000 \text{ c/s} = 6 \text{ Kc/s}$$

Dla odbiornika taka szerokość wstęgi jest zbyt wąska, ze względu na to, że szerokość wstęg bocznych nadajnika dochodzi do 9 Kc/s.

**C. D.**

# Przegląd schematów

W numerze bieżącym przedstawiamy na życzenie czytelników 3 schematy odbiorników produkcji przedwojennej.

**Schemat 12.** Popularny odbiornik produkcji radzieckiej 6N1 (6H1). Super 3-zakresowy, częstotliwość pośrednia 460 kc/sek. Lampy typu amerykańskiego wykonywane również w Związku Radzieckim.

Odbiornik odznacza się dużym zasięgiem, zwłaszcza na falach krótkich. Na wejściu filtr niedopuszczający sygnałów o częstotliwości pośredniej, pentagrid 6A8 w stopniu mieszającym, selektoda 6K7 jako wzmacniacz pośredniej.

Na uwagę zasługuje rozwiązanie automatyki z wykorzystaniem jednego elementu duodiody 6H6. Napięcie opóźniające ($U_{g2}$) pobiera się z ogólnego dzielnika napięcia załączonego na wyjście prostownika. Po duodiodzie następuje wzmacniacz napięciowy na lampie 6F5 (duży sp. wzmocnienia) oraz 9-cio watowa pentoda głośnikowa. Głośnik elektrodynamiczny ze wzbudzeniem, użytym jako dławik; w szereg z cewką drgającą włączone jest uzwojenie kompensujące przydźwięk sieci.

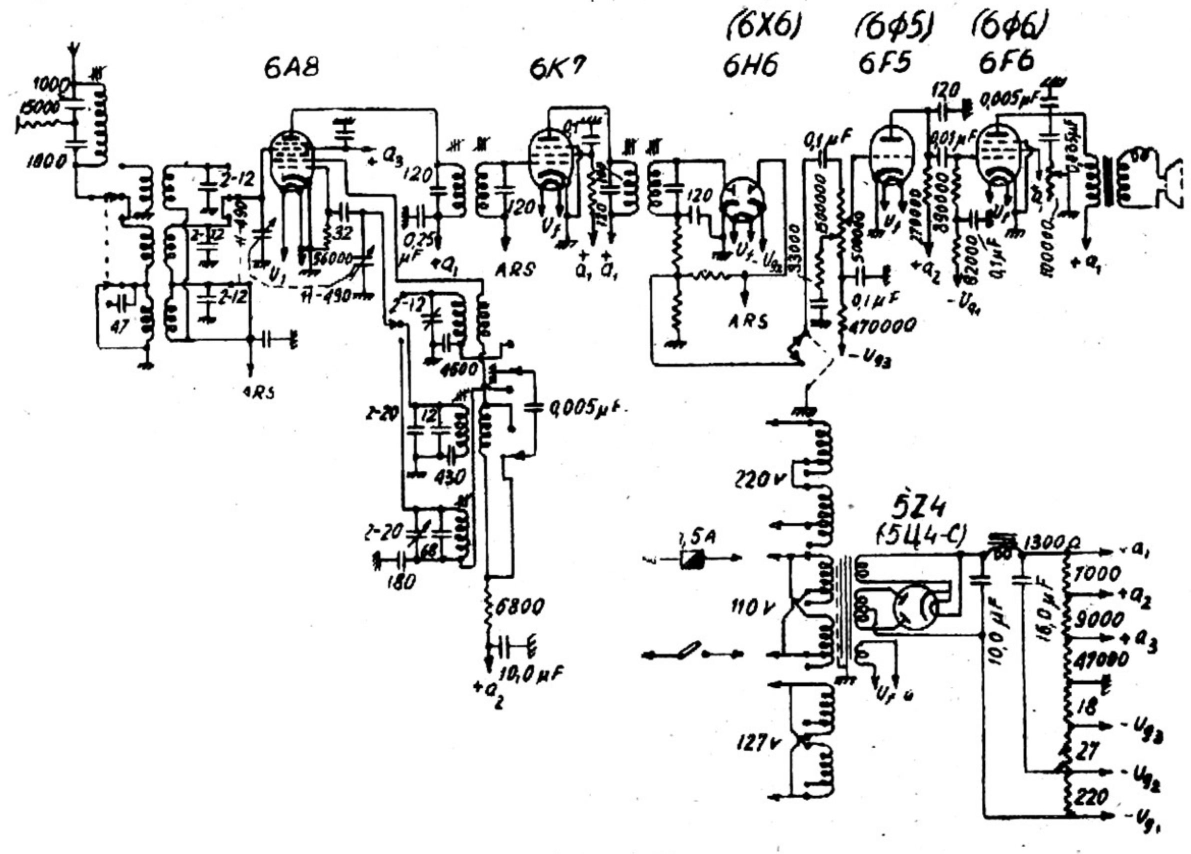
Układ ten podajemy między innymi dlatego, że wielu amatorów posiada lampy typu amerykańskiego, którymi z powodzeniem można zastąpić lampy europejskie.

Dwa następne to odbiorniki firmy Philips.

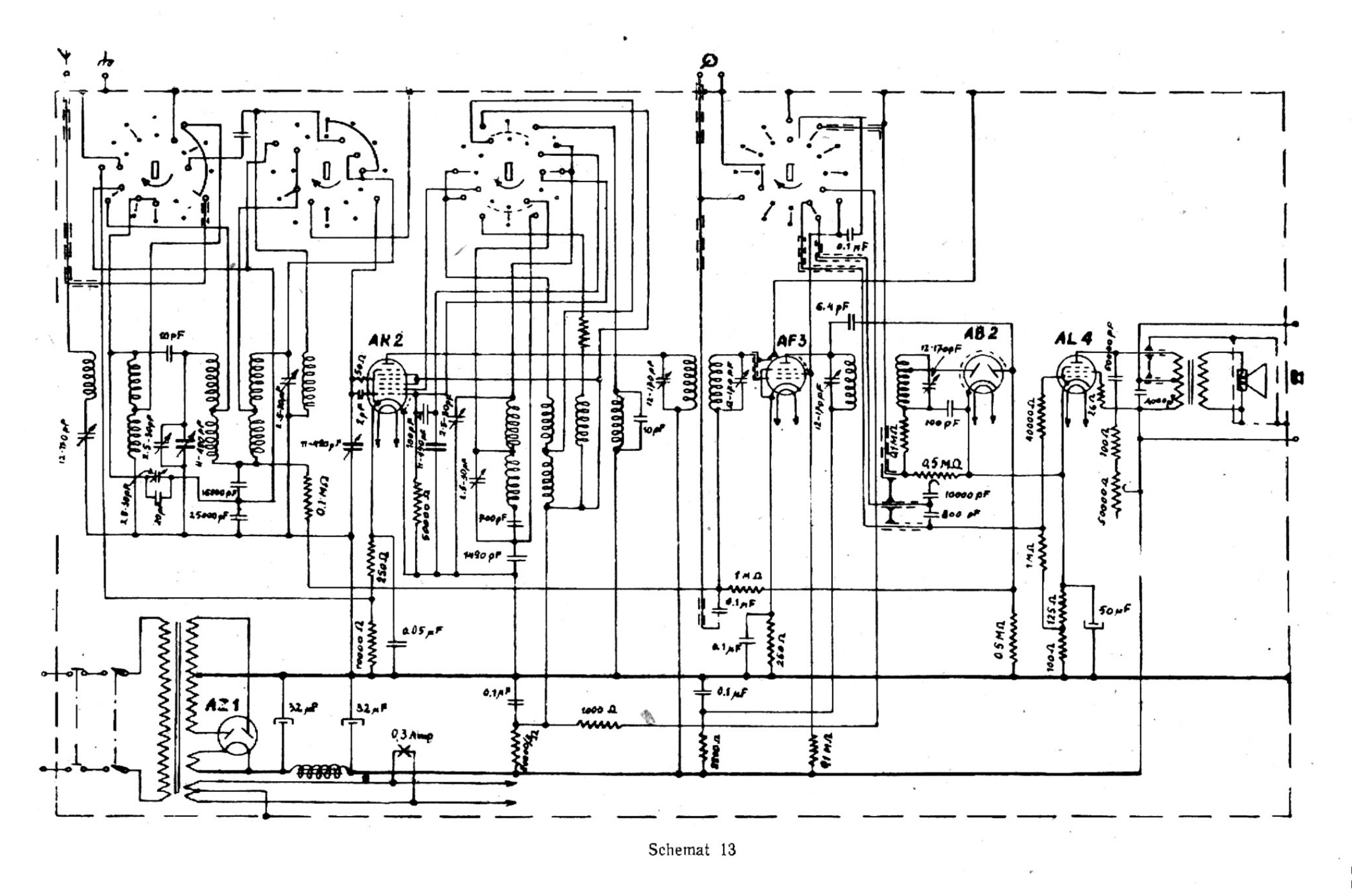
**Schemat 13.** Odbiornik 456A na lampach serji A, normalny super: oktoda z wejściem dwuobwodowym, wzmacniacz pośredniej z selektodą, duodioda dla tonu i automatyki. Mimo braku stopnia wzmocnienia niskiej częstotliwości (dioda steruje bezpośrednio lampę głośnikową) odbiornik odznacza się stosunkowo dużą siłą głosu.

3 zakresy fal, częstotliwość pośrednia 128 kc/sek.

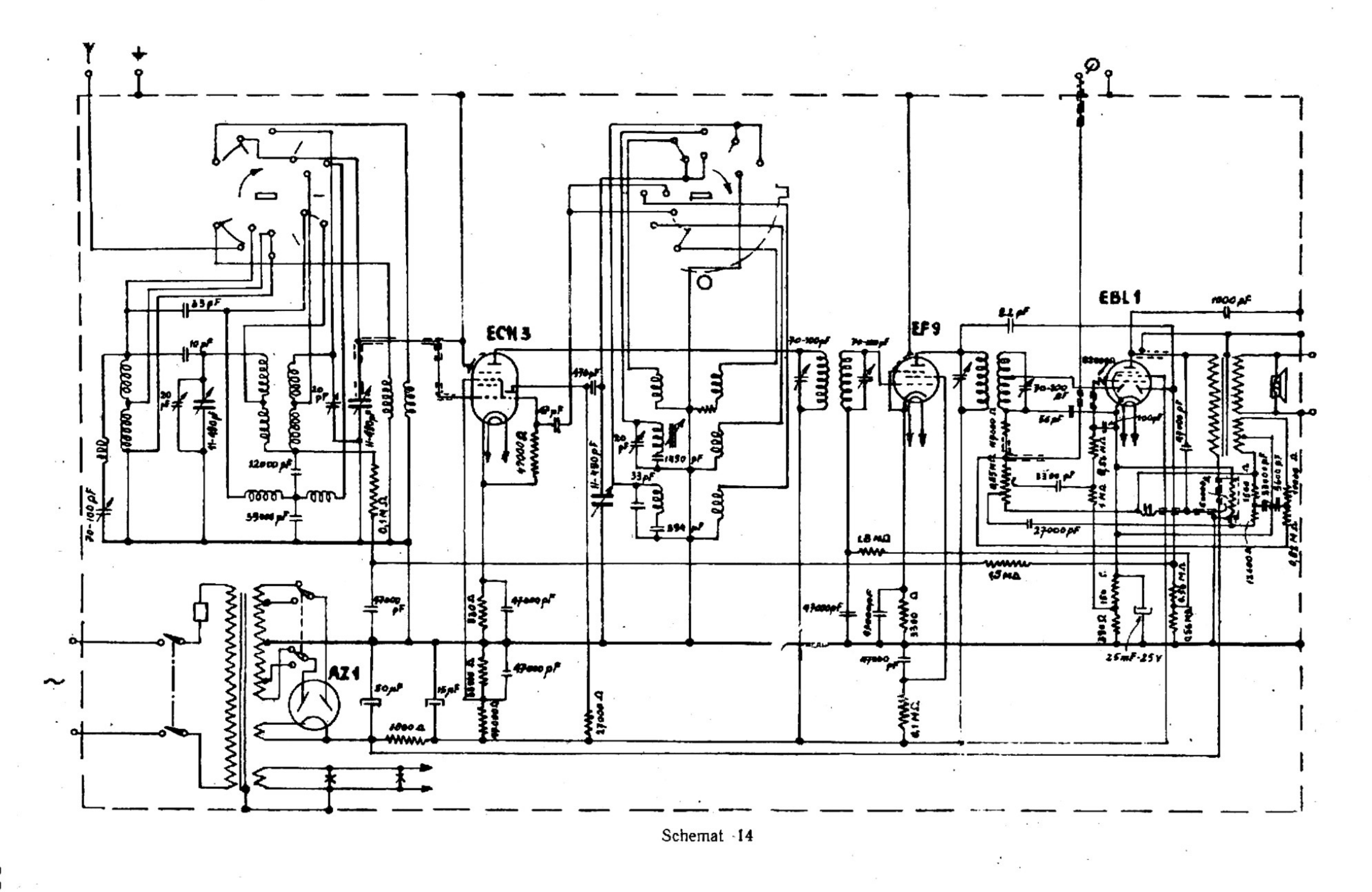
**Schemat 14.** Odbiornik 480A, na lampach serji E, podobny do wyżej wymienionego. Na wejściu heksoda — trioda ECH3, wzmacniacz pośredniej z lampą EF9, na wyjściu lampa EBL1 — połączona duodioda z pentodą głośnikową. Na uwagę zasługuje rozwiązanie regulacji barwy tonu z wykorzystaniem ujemnego sprzężenia. 3 zakresy fal, częstotliwość pośrednia 128 kc/sek.




Schemat 12


AZ1
AK2
AF3
AB2
AL4
10 pF
6,4 pF
12-170 pF
100 pF
0,5 MΩ
10000 pF
800 pF
1 MΩ
0,1 μF
260 Ω
250 Ω
0,1 MΩ
50000 Ω
10000 Ω
0,05 μF
3,2 μF
0,3 Amp
1000 Ω
0,5 MΩ
125 Ω
100 Ω
50 μF
40000 Ω
1490 pF

Schemat 13



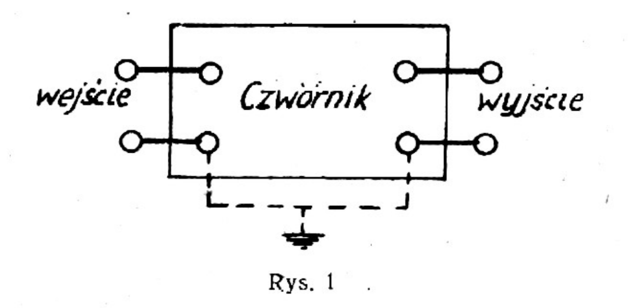

Schemat 14

**Inż. C. Dobrowolski**

# Co to jest czwórnik

W czasopismach fachowych i podręcznikach spotykamy się często z pojęciem czwórnika. Zadaniem tego artykułu jest elementarne ujęcie teorii tych ważnych układów dla radio-i teletechniki.

Istnieje nieskończona ilość układów elektrycznych, należących do ogólnej grupy czwórników. I tak czwórnikiem jest kompletne urządzenie, posiadające dwa zaciski wejściowe i dwa zaciski wyjściowe. Człony regulujące, załączone między 2 aparatami względnie między częściami pewnej aparatury, stanowią również czwórnik. Kabel telefoniczny dwużyłowy zalicza się także do czwórników. Czwórnik, jak to zresztą mówi sama nazwa, wskazuje na istnienie czterech biegunów (zacisków), co jest bardzo ważne dla dalszych rozważań (rys. 1).




Rys. 1

Zaciski te dzielą się na dwa zaciski wejściowe i dwa zaciski wyjściowe. Zwykle dwa z nich (po jednym zacisku z każdej strony) są uziemione i mogą być uważane jako połączone między sobą. Z rys. 1 nie widać jednak co się znajduje między zaciskami nieuziemionymi oraz między każdym z nich a zaciskami uziemionymi. Teoria czwórników pozwala na opracowanie metod obliczeniowych, przy pomocy których można znaleźć opory wewnętrzne czwórnika, znając (z pomiarów, które łatwo zrealizować) opór wejściowy i opór wyjściowy.

Ogólnie biorąc, każdy czwórnik, bez względu na układ wewnętrzny, może być schematycznie przedstawiony jak na rys. 2. $S_1$ i $S_2$ oznaczają oporności szeregowe (podłużne) zaś $M$ — oporność równoległą (poprzeczną). Oczywiście, że w poszczególnych wypadkach jedna lub kilka tych oporności, może być równa zeru. Analogicznie oporność $M$ może być nieskończenie duża. Oporności $S_1$, $S_2$ i $M$ są na ogół opornościami złożonymi a więc składają się z oporów omowych, samoindukcji i pojemności, przedstawiających dla prądu zmiennego określony opór pozorny.

Teoria czwórników znajduje szczególnie ważne zastosowanie w technice prądów zmiennych, gdyż zależności dla prądu stałego są tak przejrzyste i proste, że nie wymagają specjalnych metod rachunkowych. Dla czwórnika z rys. 2 możemy, wyciągając odpowiednie wnioski dane przez teorię, obliczyć wszystkie wielkości nieznane a nas interesujące.

Pomiary możemy wykonać, jak już wspomnieliśmy, na oporze wejściowym i wyjściowym. Możemy otrzymać dwa różne opory wejściowe i wyjściowe w zależności od sposobu pomiaru. Gdy wyjście jest otwarte, wówczas mierzony opór wejściowy jest większy, niż w wypadku wyjścia zwartego. W pierwszym bowiem wypadku opór wejściowy równa się $S_1 + M$ podczas gdy przy zwartym wyjściu dochodzi jeszcze równolegle załączone $S_2$.

Oczywiście, że opór wejściowy można mierzyć przy dowolnych oporach zewnętrznych. Szczególnie ważna jest wartość oporu wejściowego, gdy opór zewnętrzny odpowiada oporowi roboczemu. Pomiary te są decydujące dla wyboru wejściowego oporu roboczego; natomiast przy wyznaczaniu wewnętrznych cech czwórnika wchodzą w rachubę tylko pomiary w stanie zwartym i biegu luzem (otwarte). Powyższe rozważania są oczywiście również słuszne przy pomiarach oporu wyjściowego dla różnych oporów wejściowych.

Otrzymujemy w ten sposób cztery charakterystyczne wielkości czwórnika.

1. Opór wejściowy biegu luzem (wyjście otwarte):

$$R_{1l} = S_1 + M \tag{1}$$

2. Opór wejściowy zwarcia (wyjście zwarte):

$$R_{1z} = S_1 + \frac{S_2 \cdot M}{S_2 + M} \tag{2}$$

3. Opór wyjściowy biegu luzem (wejście otwarte:

$$R_{2l} = S_2 + M \tag{3}$$

4. Opór wyjściowy zwarcia (wejście zwarte):

$$R_{2z} = S_2 + \frac{S_1 \cdot M}{S_1 + M} \tag{4}$$

Równania 1 — 4 pozwalają obliczyć wszystkie interesujące nas wielkości czwórnika.

Jeżeli oporności zewnętrzne (wejściowe i wyjściowe) czwórnika nie są obliczane na podstawie znajomości oporów wewnętrznych, lecz brane z pomiarów, to należy uważać, by opór wewnętrzny instrumentu pomiarowego był możliwie duży. Opór ten powinien być wielokrotnie większy od oporów mierzonych, jeżeli nie chcemy wprowadzić większych błędów pomiaru. Opór przyrządu mierzącego leży równolegle do oporności mierzonych. Między opornościami biegu luzem i zwarcia istnieje następujący związek:

$$\frac{R_{1l}}{R_{1z}} = \frac{R_{2l}}{R_{2z}} \tag{5}$$

co wynika bezpośrednio z równań 1 — 4.

Dlatego też wystarczy wyznaczyć trzy z 4 określonych wyżej wielkości; czwartą można wówczas obliczyć z równania (5).

Przy pomocy obliczonych czy zmierzonych oporów zewnętrznych można wyznaczyć oporności $S_1$, $S_2$ i $M$. Wzory służące do tego celu są następujące:

$$S_1 = R_{1l} - \sqrt{(R_{1l} - R_{1z})\, R_{2l}} \tag{6}$$

$$S_2 = R_{2l} - \sqrt{(R_{2l} - R_{2z})\, R_{1l}} \tag{7}$$

$$M = \sqrt{(R_{1l} - R_{1z})\, R_{2l}} = \sqrt{(R_{2l} - R_{2z})\, R_{1l}} \tag{8}$$

W praktyce mamy zazwyczaj do czynienia nie z odosobnionym czwórnikiem, lecz na jego wyjściu i wejściu są załączone inne urządzenia. Urządzenia te jak np. mikrofon, lampy, głośnik itd. mają własny opór. Jeżeli łączymy z czwórnikiem dowolne urządzenie, będące najczęściej również czwórnikiem, to opór naszego czwórnika się zmieni, ze względu na to, że równolegle do wejścia zostanie podłączone urządzenie, równoważne pewnej oporności. W tych warunkach opór **wyjściowy** leży między wartościami oporów biegu luzem i zwarcia.

Dokładne obliczenie daje wówczas:

$$R_2 = S_2 + \frac{M\,(S_1 + R_1)}{M + S_1 + R_1} \tag{9}$$

Jeżeli oporności wejściowe i wyjściowe biegu luzem są znane, posługujemy się lepiej wzorem następującym:

$$R_2 = R_{2l} - \frac{M^2}{R_{1l} + R_1} \tag{10}$$

Analogicznie znajdujemy opór **wejściowy** dla określonego zewnętrznego oporu wyjściowego $R_2$ ze wzoru:

$$R_1 = S_1 + \frac{M\,(S_2 + R_2)}{M + S_1 + R_2} \tag{11}$$

Operując opornościami $R_{1l}$ i $R_{2l}$, możemy (11) przepisać w postaci:

$$R_1 = R_{1l} - \frac{M^2}{R_{2l} + R_2} \tag{12}$$

Optymalny opór wejściowy jest średnią geometryczną wartości oporów wejściowych biegu luzem i zwarcia:

$$R_1\ \text{opt} = \sqrt{R_{1l} \cdot R_{1z}} = Z_1 \tag{13}$$

Opór ten nosi również nazwę oporu falowego Z. Obciążenie tym oporem chroni linie transmisyjne w. cz. przed powstawaniem fal odbitych. Fala w. cz. na wyjściu jest w fazie z falą na wejściu i różni się tylko tym, że jest zmniejszona o straty w czwórniku. Optymalny opór wyjściowy, który również odpowiada oporowi falowemu Z, jest wyznaczony jako średnia geometryczna oporów wyjściowych biegu luzem i zwarcia.

$$R_2\ \text{opt} = \sqrt{R_{2l} \cdot R_{2z}} = Z^2 \tag{14}$$

Na ogół opory wejściowe i wyjściowe nie są sobie równe. Średnia wartość geometryczna obu wielkości oporów falowych $Z_1$ i $Z_2$ jest oporem falowym czwórnika:

$$Z = \sqrt{Z_1\, Z_2} \tag{15}$$

Opór falowy Z czwórnika można również obliczyć znając opory wewnętrzne:

$$Z = \sqrt{S_1 S_2 + M\,(S_1 + S_2)} \tag{16}$$

Ze wzoru (15) mamy

$$Z_1 = \frac{Z^2}{Z_2} = Z\,\frac{Z}{Z_2} = Z\,\frac{\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_2} = Z\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Podstawiając $Z_1$ z (13) i $Z_2$ z (14) i uwzględniając (5)

$$Z_1 = Z\sqrt[4]{\frac{R_{1l} \cdot R_{1z}}{R_{2l} \cdot R_{2z}}} = Z\sqrt{\frac{R_{1l}}{R_{2l}}}$$

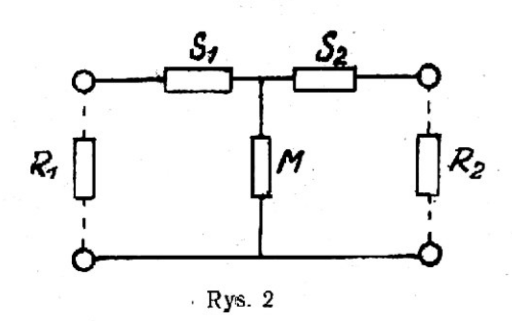
Oznaczając przez a:

$$a = \sqrt{\frac{R_{1l}}{R_{2l}}} = \sqrt{\frac{S_1 + M}{S_2 + M}} \tag{17}$$

mamy wreszcie

$$Z_1 = aZ \tag{18}$$

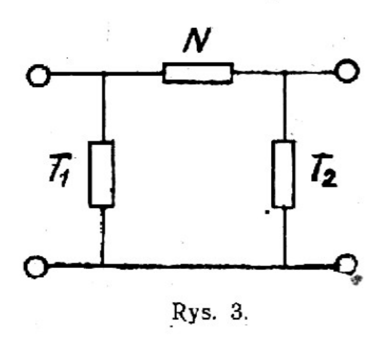
$$Z_2 = \frac{Z}{\varepsilon} \tag{19}$$




Rys. 2

Często obliczenia czwórników przeprowadza się nie operując oporami, lecz przewodnościami, korzystając ze związku:

$$\textbf{przewodność (mho)} = \frac{1}{\text{oporność (ohm)}}$$




Rys. 3.

Na rys. 3 mamy czwórnik zbudowany z przewodności. Ze względu na rozkład oporów układ ten nosi nazwę $\pi$, podczas gdy układ rys. 2 nazywa się T. Między powyższymi układami istnieje głębokie powinowactwo. Dany układ $\pi$ można zawsze przekształcić w równoważny mu układ T przy pomocy następujących wzorów:

$$S_1 = \frac{T_2}{T_1 T_2 + N(T_1 + T_2)} \qquad (20)$$

$$S_2 = \frac{T_1}{T_1 T_2 + N(T_1 + T_2)} \qquad (21)$$

$$M = \frac{N}{T_1 T_2 + N(T_1 + T_2)} \qquad (22)$$

Obliczenie odwrotne uskutecznia się, stosując związki:

$$T_1 = \frac{1}{S_1 + M} \qquad (23)$$

$$T_2 = \frac{1}{S_2 + M} \qquad (24)$$

$$N = \frac{1}{S_1 + S_2} \qquad (25)$$

Przy badaniu czwórników interesują nas nie tylko opory lecz i napięcia oraz prądy na wejściu i wyjściu. Mając dane czwórnika oraz wejściowe względnie wyjściowe napięcia i prądy możemy obliczyć wielkości nieznane.

I tak dla układu T (rys. 2) można wyprowadzić następujące związki:

**Napięcie wejściowe** $U_1 = I_1 (S_1 + M) - I_2 M \qquad (26)$

„ **wyjściowe** $U_2 = I_1 M - I_2 (S_2 + M) \qquad (27)$

**Prąd wejściowy** $I_1 = I_2 \frac{S_2 + M}{M} + \frac{U_2}{M} \qquad (28)$

„ **wyjściowy** $I_2 = I_1 \frac{S_1 + M}{M} - \frac{U_1}{M} \qquad (29)$

**Analogicznie dla układu $\pi$ (rys. 3):**

**Napięcie wejściowe** $U_1 = U_2 \frac{T_2 + N}{N} + \frac{I_2}{N} \qquad (30)$

„ **wyjściowe** $U_2 = U_1 \frac{T_1 + N}{N} - \frac{I_1}{N} \qquad (31)$

**Prąd wejściowy** $I_1 = U_1 (T_1 + N) - U_2 N \qquad (32)$

„ **wyjściowy** $I_2 = U_1 N - U_2 (T_2 + N) \qquad (33)$

W podobny sposób można obliczyć moc wyjściową i wejściową. Własny pobór mocy czwórnika może być określony przez sprawność, częściej jednak stosuje się oznaczenie „tłumienie", które jest logarytmem stosunku mocy, napięć względnie prądów wyjściowych do analogicznych wielkości wejściowych. Takie określenie tłumienia zostało początkowo wprowadzone w technice, ponieważ napięcia wzdłuż długiej linii zmniejszają się w/g krzywej logarytmicznej. W radiotechnice znalazło ono również duże zastosowanie, szczególnie zaś w elektroakustyce, ze względu na to, że czułość ucha ludzkiego zmienia się logarytmicznie.

Powyższe rozważania stanowią krótki przegląd zasadniczych zjawisk niezmiernie rozbudowanej i pożytecznej w praktyce teorii czwórników.

# Wykazy lamp do odbiorników

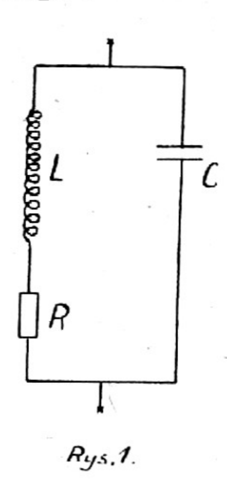
## FIRMA ELEKTRIT (ciąg dalszy)

| Typ. | Lampy. | Inne dane |
|---|---|---|
| B 233 | B442 — B424 — B443 | |
| Z 22 i Unievers | E446 — C443 — 1802 | |
| Z 231 | E438 — E438 — B443 — 1802 | |
| Z 23 | E446 — E438 — C443 — 1802 | |
| Z 233 | E452 — E452 — C443 — 506 | |
| S 22 | B2046 — B2043 — 1927/28 | |
| S 233 | B2046 — B2046 — B2043 — 1927/28 | |
| Suprema Z | E447 — E446 — C443 — 1802 | |
| Super 5 G 1934 | E446 — E447 — E444 — E443 — 1805 | |
| Super 5 G 1935 | AK1 — AF2 — E444 — E443 — 1805 | |
| Oceanik Z | E438 — E438 — E443 — 1802 | |
| Atlantic Z | E446 — E438 — E443 — 1802 | |
| Atlantic S | B2046 — B2038 — B2043 — 1927/28 | |
| Glob | E424 — E443 — 1802 | |
| Sahara | B442 — B424 — B443 | |
| Gobi | B438 — B438 — B443 | |
| Pacyfik S | B2046 — B2046 — B2043 — 1927/28 | |
| Suprema 4 S | B2047 — B2046 — B2043 — 1927/28 | |
| Superior Z | AF2 — E446 — E443 — 506 | |
| Superior U | CF7 — CF2 — CL2 — CY1 — C1 lub C2 | |
| Superior B | KF2 — KF1 — C243 lub KL1 | |
| Superior S | B2047 — B2046 — BL2 — 1927/28 | |
| Continent | E424 — B443 — 1802 | |
| Titanic Z | E446 — E443 — 1802 | |
| Rival Z | E438 — E438 — C443 — 1802 | |
| Rival S | B2038 — B2099 — B2043 — 1927/28 | |
| Rival B | B228 — B228 — C243 albo KC1 — KC1 — C243 lub KL1 | |
| Rival U | CC2 — CC2 — CL2 — CY1 — C1 | |
| Terra | B442 — B424 — B443 | |
| Splendit Z | AK1 — E444 — E443 — 506 | |
| Majestic Z | AK1 — AF2 — E444 — E443 — 506 | |
| Majestic U | CK1 — CF3 — CF7 — CL2 — CY1 — C1 | |
| Maraton Z | AF7 — AL4 — AZ1 | |
| Maraton U | CF7 — CL4 — CY1 — C1 lub C2 | |
| Maraton B | KC1 — KC1 — C243 | |
| Czempion Z | AF2 — E438 — AL4 — 506 | |
| Czempion U | CF3 — CC2 — CL4 — CY1 — C1 na 200 v. | |
| Czempion U | CF3 — CF7 — CL4 — CY1 — C2 na 110 v. | |
| Czempion B | KF3 — KL4 — KF4 | |
| Stentor Z | AF3 — AF7 — AB2 — AL1 — AZ1 | |
| Superiol U | CF7 — CF3 — CL2 — CY1 — C1 lub C2 | |
| Victoria Z | AK2 — AF7 — AB2 — AL1 — AZ1 | |
| Victoria U | CK1 — CF7 — CB2 — CL2 — CY1 — C1 lub C2 | |
| Victoria B | KK2 — KF3 — KB2 — KC1 — KL4 | |
| Gloria Z | AK2 — AF3 — AF7 — AB2 — ABC1 AL1 — AZ1 | |
| Excelsior Z | AK2 — AF3 — AB2 — ABC1 — AC2 AC2 — AL1 — AL1 — 1561 | |
| Presto Z | AK2 — ABC1 — AL4 — AZ1 | |
| Patria | AF7 — AF3 — AL1 — 506 | |
| Kadet | EF6 — EL3 — AZ1 | |
| Allegro | EK2 — EBC3 — EL3 — EM1 — AZ1 | |
| Herold | AK2 — AF3 — ABL1 — AZ1 | |
| Maestro | AK2 — AF3 — ABC1 — AL4 — AZ1 | |
| Kordial | KF3 — KF4 — KL4 | |

Inż. DOBROWOLSKI CZESŁAW

# Obliczanie obwodów rezonansowych

Obwody strojone składają się z samoindukcji L i pojemności C. Oprócz tego obwody zawierają zawsze opór czynny R, który zazwyczaj jest niepożądany i dlatego w miarę możności staramy się go zmniejszyć. Opór czynny składa się z oporu omowego cewki, oporu stratności kondensatora, oporu drutów montażowych, oraz w dużej mierze wywołany jest przez zjawisko naskórkowości, charakterystyczne dla prądów wysokiej częstotliwości. Oprócz tego grają pewną rolę i straty spowodowane przez promieniowanie oraz ekranowanie. Jednak wielkość tych strat trudno jest obliczyć i dlatego zazwyczaj ograniczamy się do ich przybliżonego oszacowania.




Rys. 1.

Układ obwodu strojonego podaje rys. 1. Aby uprościć obliczenie przyjmujemy, że samoindukcja L zawiera nie tylko samoindukcję cewki lecz także indukcyjność przewodów i kondensatora. Zresztą samoindukcja rozproszona obwodów ma znaczenie tylko dla bardzo krótkich fal. Analogicznie zakładamy, że pojemność C oprócz właściwego kondensatora zawiera wszystkie pojemności rozłożone, jak to pojemność własną cewki, pojemności montażowe i t. d. Pojemność C może oczywiście składać się z kilku części. W technice odbiorczej mamy zazwyczaj równoległe połączenie kondensatora obrotowego, pojemności stałej i trimmera. Pojemności rozłożone w odróżnieniu od samoindukcji rozproszenia mogą mieć znaczne działanie nawet w zakresie fal średnich i długich. Przy obliczaniu obwodu strojonego należy również pamiętać, że jest on załączony do innych elementów układu np. lampy, które oprócz pojemności montażu wprowadzają dodatkową pojemność, leżącą równolegle do obwodu .

Jaka jest zasada działania obwodu drgań?

Przez krótkotrwałe połączenie obwodu z dowolnym źródłem prądu np. baterią, powodujemy naładowanie kondensatora. Odłączamy następnie baterię i pozostawiamy obwód z kondensatorem naładowanym do napięcia, odpowiadającego napięciu baterii. Równolegle do kondensatora leży cewka samoindukcji, która jak wiadomo przy przyłożeniu napięcia stałego ma tę własność, że początkowo przepuszcza mały prąd, rosnący jednak z czasem. Napięcie kondensatora spowoduje prąd przez samoindukcję. Równocześnie naokoło cewki powstanie pole magnetyczne. Kondensator powoli się rozładuje i prąd zanika. Pole magnetyczne cewki zmniejsza się. Wiemy jednak że gdy linie ciał magnetycznych przecinają przewodnik elektryczny (w naszym wypadku zwoje cewki), powstają w tym ostatnim prądy indukowane. Prądy te na nowo ładują kondensator i zjawisko się powtarza. Jest rzeczą zrozumiałą, że kondensator musi przyjąć cały ładunek, spowodowany przez prąd, wytworzony w cewce samoindukcji. Oznacza to, że całkowita energia pola magnetycznego zamienia się na energię pola elektrycznego (z pominięciem strat). Przy pracy w obwodach prądu zmiennego oznacza to, że opory obu elementów układu muszą być sobie równe. Ponieważ mamy do czynienia z prądem zmiennym sinusoidalnym dotyczy to więc oporów pojemności Xc i samoindukcji $X_L$ dla prądu zmiennego:

$$X_c = X_L \qquad (1)$$

Jak wiadomo, opory te wyrażają się przy pomocy nast. wzorów:

Opór pojemnościowy:

$$X_c = \frac{1}{\omega \,.\, C} \qquad (2)$$

Opór indukcyjny:

$$X_L = \frac{1}{\omega \,.\, L} \quad \omega \cdot L \qquad (3)$$

Na podstawie tego równanie pierwsze można przepisać w postaci:

$$\frac{1}{\omega \,.\, C} = \omega \,.\, L \qquad (4)$$

W równaniach powyższych pulsacja ω określa się wzorem

$$\omega = 2 \,.\, \pi \,.\, f \qquad (5)$$

gdzie f jest częstotliwością w c/s.

Stan układu, gdy opór indukcyjny równa się oporowi pojemnościowemu, nazywamy rezonansem. Obliczanie obwodu drgań przeprowadzimy w dalszym ciągu dla wypadku rezonansu, gdyż tylko ten gra rolę zasadniczą w przeważającej ilości zastosowań praktycznych. Dla częstotliwości rezonansu przedstawia obwód drgań opór czysto omowy, ponieważ pojemność i samoindukcja wzajemnie się kompensują. Dla wszystkich

innych częstotliwości przeważa opór indukcyjny lub pojemnościowy, który jednak zawsze jest mniejszy od oporu wypadkowego w rezonansie. Wszystkie częstotliwości, oprócz rezonansowej dochodząc do obwodu strojonego, będą znacznie osłabione, trafiając na mały opór pojemnościowy, wzgl. indukcyjny. Dlatego obwód strojony powiększa selektywność urządzenia wzgl. czyni możliwe strojenie na pewną częstotliwość. Przez przekształcenie równania (4) otrzymujemy:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (6)$$

Podstawiając do równania (6) wzór (5), uzyskujemy znany wzór Thomsona:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (7)$$

gdzie f — częstotliwość rezonansu w (c/s).
L — samoindukcja obwodu w (H),
C — pojemność obwodu w (F).

Częstotliwość i długość fali są ze sobą związane wzorem:

$$\lambda = \frac{c}{f} \qquad (8)$$

gdzie c — jest szybkością światła i równa się $c = 3.10^8$ m/sek.

Podstawiając (8) do równania (7) otrzymujemy długość fali rezonansowej:

$$\lambda = 2\pi . 3 . 10^8 \sqrt{LC} \qquad (9)$$

Jednostki Henry i Farad są mało używane w radiotechnice, ponieważ są zbyt duże. Mierząc samoindukcję i pojemność w (cm) musimy uwzględnić, że 1 Henry = $10^9$ cm,

1 Farad = $9 . 10^{11}$ cm.

Wprowadzając nowe jednostki do równania (9), otrzymujemy:

$$\lambda_m = \frac{2\pi}{100} \sqrt{L_{(cm)}\, C_{(cm)}} \qquad (10)$$

W praktyce szukamy zazwyczaj nie częstotliwości lub długości fali rezonansu, lecz dla danej pojemności potrzebnej indukcji wzgl. odwrotnie. Przez odpowiednie przekształcenie równań (7) i (10), uzyskujemy pożądane wzory:

$$L = 254 \frac{\lambda^2}{C} \qquad (11)$$

$$L = \frac{23.10^8}{f^2 . C} \qquad (12)$$

$$C = 254 . \frac{\lambda^2}{L} \qquad (13)$$

$$C = \frac{23 . 10^8}{f^2 L} \qquad (14)$$

W równaniach (11) do (14) wielkości są wyrażone:

samoindukcja L w (cm)
pojemność C w (cm)
długość fali λ w (m)
częstotliwość f w (Mc/sek)

Na przykładzie zobaczymy jak należy stosować powyższe wzory.

Przykład 1.

Wyznaczyć samoindukcję, która z pojemnością C = 500 cm da obwód nastrojony na długość fali λ = 500 m.

Z równania (11) mamy:

$$L = 254 \frac{\lambda^2}{C} = \frac{254.500.500}{500} = 127000 \text{ cm}$$

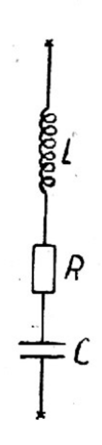
Biorąc pod uwagę, że:

$$f = \frac{3.10^8}{\lambda} = \frac{3.10^8}{500} = 600000 \text{ c/s} = 600 \text{ Kc/s} = 0{,}6 \text{ Mc/s}$$

możemy wyznaczyć L z równania (12):

$$L = \frac{23.10^8}{f^2 . C} = \frac{23 . 10^8}{0{,}6 . 0{,}6 . 500} = 127000 \text{ cm}$$

Wszystkie równania dotychczas przez nas wyprowadzone są słuszne tak dla obwodu równoległego (rys. 1) jak i dla obwodu szeregowego




Rys. 2

(rys. 2). W powyższych rozważaniach nie braliśmy w rachubę oporów strat, które jednak zawsze istnieją w obwodach drgań. Opory te powodowałyby zanikanie drgań wytworzonych w obwodzie, gdyby od zewnątrz nie było ciągłego dopływu energii. Dopływ taki w rzeczywistości ma zawsze miejsce w urządzeniach odbiorczych, gdyż antena lub lampa poprzedzająca dostarcza ciągle napięcie zmienne o częstotliwości rezonansowej. Zjawisko ma przebieg analogiczny do ruchu wahadła, które straconą energię przez tarcie (opór mechaniczny) odzyskuje przy pomocy sprężyny. Obwody strojone bez strat nie mogłyby zresztą być stosowane w radiotechnice, gdy chodzi o przenoszenie zmodulowanych napięć wysokiej częstotliwości. Gdyby obwody nie były tłumione, modulacja nie mogłaby być odtworzona. Poza tym obwody bez strat byłyby tak wąskie, że nie przepuszczałyby normalnej wstęgi 9Kc. Jesteśmy ostatnio w stanie konstruować tak dobre obwody (t. j. o małej stratności), że nieraz

zmuszeni jesteśmy sztucznie je tłumić. Opor czynny szeregowego obwodu rezonansowego (rys. 2) decyduje o tłumieniu wzgl. dobroci obwodu. Dobroć Q obwodu określamy jako stosunek oporu indukcyjnego do oporu czynnego:

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (15)$$

Tłumienie, będąc odwrotnością dobroci, równa się:

$$d = \frac{1}{Q} = \frac{R}{\omega L} \quad (15a)$$

Zgodnie z (6) częstotliwość rezonansu, dla której obliczamy dobroć obwodu, jest wyznaczona przez:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Podstawiając to do (15), otrzymujemy:

$$Q = \frac{L}{\sqrt{LC}\,.\,R} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (16)$$

W równaniu tym oznaczają:

Q — dobroć

R — opór czynny szeregowego obwodu rezonansowego w Ω

C — pojemność obwodu w F,

L — samoindukcję obwodu w H.

Wyrażając C i L w (cm) zaś R w Ω, równanie (16) przekształca się w:

$$Q = \frac{30}{R\Omega}\sqrt{\frac{L(cm)}{C(cm)}} \quad (17)$$

Znając dobroć Q obwodu oraz częstotliwość rezonansu f możemy łatwo obliczyć szerokość wstęgi W. Wyprowadzenie wzoru, aczkolwiek nie jest skomplikowane, wymaga jednak dłuższych obliczeń. Ograniczymy się więc do podania ostatecznego rezultatu (rys. 3):

$$W = \frac{f}{Q} \quad (18)$$

We wzorze tym oznaczają:

W — szerokość wstęgi w c/s,

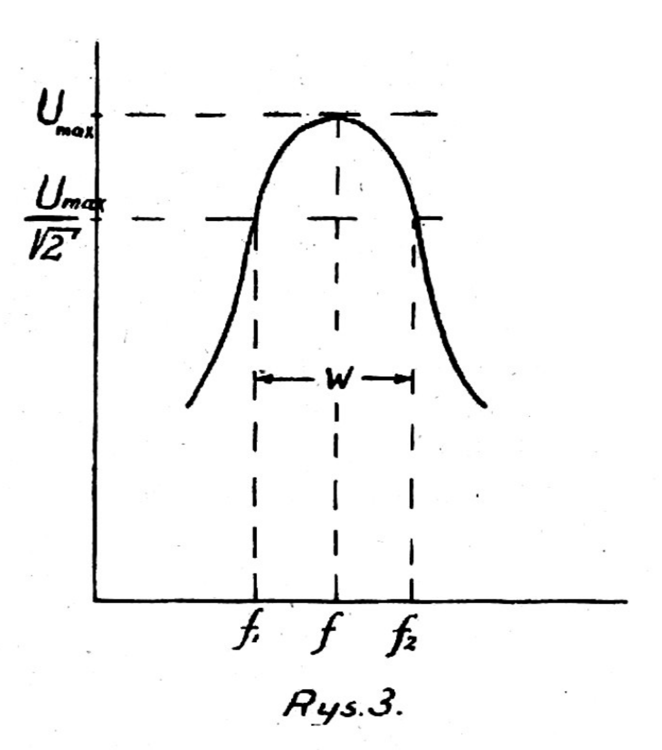
Q — dobroć obwodu,

f — częstotliwość rezonansu w c/s.

Szerokość wstęgi obwodu lub całego odbiornika określamy jako odległość dwóch częstotliwości $f_1$ $f_2$, leżących zazwyczaj symetrycznie względem częstotliwości rezonansu fr, dla których napięcie ma się w stosunku do napięcia w punkcie fr, jak

$$1 : \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Tak np. jeżeli generator pomiarowy zasila odbiornik lub obwód dając na wyjściu 1V, wówczas można znaleźć częstotliwości graniczne wstęgi, zmieniając częstotliwość generatora (napięcie wejściowe utrzymując stałe). Częstotliwości graniczne wstęgi są wyznaczone przez zmniejszenie napięcia wyjściowego do wielkości:



Rys. 3.

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \backsimeq 0{,}7\ V$$

Odległość między częstotliwościami, wyznaczonymi w sposób powyższy, odpowiada szerokości wstęgi. Stosunek 1 : 0,7 najwyższego do najniższego napięcia wewnątrz szerokości wstęgi powoduje tak małą różnicę efektu akustycznego, że wcale nie daje się zauważyć. Można więc powiedzieć, że częstotliwości leżące w zakresie szerokości wstęgi są równomiernie przenoszone. Obcinanie częstotliwości, leżących poza wstęgą W zależy już od stromości krzywej rezonansu (rys. 3). Zobaczymy na przykładzie jak się praktycznie oblicza szerokość wstęgi.

Przykład 2 .

Samoindukcja obwodu L = 127000 cm, pojemność C = 500 cm.

Jaka jest dobroć i szerokość wstęgi obwodu, jeżeli opór czynny R = 6 Ω

Z równania (17) mamy:

$$Q = \frac{30}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{30}{6}\sqrt{\frac{127000}{500}} \backsimeq 25$$

Biorąc pod uwagę, że f = 600 Kc/s, otrzymujemy z (18):

$$w = \frac{600000}{25} = 24000\ c/s = 24\ Kc/s$$

Ponieważ częstotliwości modulacji leżą po obu stronach fali nośnej, należy pamiętać, że obwód przepuszcza nie osłabiając częstotliwości do $\frac{W}{2}$, czyli w naszym wypadku do 12 Kc/s. Dokładne obliczenia wykazują, że częstotliwość rezonansu

obwodu równoległego (rys. 1), stosowanego powszechnie przy strojeniu, zależy od oporu czynnego R. Mamy mianowicie:

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2} \qquad (19)$$

Jeżeli wyrażenie w nawiasie jest bardzo małe w porównaniu z $\frac{1}{LC}$ wówczas wzór (19) staje się identyczny z równaniem (7). Na przykładzie przekonamy się, że w praktyce możemy zawsze pominąć wyrażenie $\left(\frac{R}{L}\right)^2$ w równaniu (19) Przyjmując L = 127000 cm, C = 500 cm, R = 6 Ω otrzymujemy wyrażając L i C w (H) i (F):

$$\frac{1}{CL} = \frac{1}{1,27 \cdot 10^{-4} \cdot 500 \cdot 1,1 \cdot 10^{-12}} \cong 1,43 \cdot 10^{13}$$

$$\left(\frac{R}{L}\right)^2 = \left(\frac{6}{1,27 \cdot 10^{-4}}\right)^2 \cong 2,2 \cdot 10^9$$

Tworząc różnicę tych wyrażeń, mamy:

$$\frac{1}{LC} = 14\,300\,000\,000\,000$$

$$-\left(\frac{R}{L}\right)^2 = 2\,200\,000\,000$$

$$= 14\,297\,800\,000\,000 = 1,42978 \cdot 10^{13}$$

Różnica między $\frac{1}{LC}$ a $\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2$ jest więc minimalna. Pamiętając, że f jest wyznaczone przez pierwiastek tego wyrażenia, możemy śmiało nie liczyć się z $\left(\frac{R}{L}\right)^2$ i obliczać częstotliwość rezonansu z równania (7). Wyjątek stanowią wzmacniacze szerokowstęgowe, stosowane np. w telewizji gdzie drugi czynnik równania (19) może już grać pewną rolę. Charakterystyczną wielkością dla równoległego obwodu rezonansowego jest opór rezonansu. Opór rezonansu $R_r$ należy sobie wyobrazić jako opór, który przedstawia obwód przy częstotliwości rezonansu. Ponieważ wzmocnienie pentod zależy od wielkości oporu zewnętrznego, należy starać się aby opór rezonansowy obwodu był możliwie duży. Opór rezonansowy wyraża się w zależności od stałych obwodu przez związek:

$$R_r = \frac{L}{CR} \qquad (20)$$

gdzie L jest wyrażone w (H), C w (F), R w Ω Dla celów praktycznych przekształcamy to równanie wyrażając L w (cm), C w (cm):

$$R = 900 \frac{L\,(cm)}{R\,\Omega\; C\,(cm)} \;(\Omega) \qquad (21)$$

Opór rezonansowy Rr działa dla częstotliwości rezonansowej jak opór czynny (omowy), mając jednak tę zaletę, że nie powoduje spadku napięcia prądu stałego. Podamy teraz przykład obliczania oporu rezonansowego równoległego do obwodu rezonansowego.

Przykład 3.

Niech L — 127000 cm, C = 500 cm, R = 6 Ω Obliczyć opór rezonansowy obwodu.

Z równania (21):

$$R_r = 900\frac{L}{CR} = 900\frac{127000}{500 \cdot 6} = 38100\ \Omega$$

Aby zwiększyć opór rezonansowy Rr należy dążyć do zmniejszenia oporu czynnego R obwodu, co jest pożądane i dla innych powodów (powiększenie Q a zatem zmniejszenie szerokości wstęgi W).

Możemy również zwiększyć Rr przez zmniejszenie pojemności C układu, powiększając oczywiście równocześnie samoindukcję L. Niestety pojemności własne lamp i montażu kładą granicę zmniejszaniu pojemności obwodu, która musi być kilkakrotnie większa od pojemności lampy. W przeciwnym wypadku zamiana lampy może spowodować przesunięcie częstotliwości rezonansu i rozstrojenie odbiornika. Przy obliczaniu szerokości wstęgi obwodu równoległego należy często znać opór wewnętrzny źródła zasilającego, którym jest część układu leżąca przed obwodem i dostarczająca prądów o częstotliwości rezonansu. Na wejściu odbiornika jest nim cewka antenowa: w dalszych stopniach lampa, w której obwodzie anodowym leży obwód strojony. Opór wewnętrzny lampy można znaleźć z charakterystyk fabrycznych. Szerokość wstęgi obwodu równoległego w tym wypadku obliczamy z równania:

$$W = \frac{f}{Q}\left(1 + \frac{R_r}{R_i}\right)(c/s) \qquad (22)$$

gdzie:

W — szerokość wstęgi w (c/s),
f — częstotliwość rezonansu w (c/s),
Q — dobroć obwodu,
Rr — opór rezonansowy obwodu w Ω
$R_i$ — opór wewnętrzny źródła w Ω

Stosując lampy o wysokim oporze wewnętrznym (pentody) i niezbyt dobre obwody, możemy ułamek w nawiasie równania (22) pominąć. Wówczas obwód równoległy będzie miał szerokość wstęgi taką samą jak obwód szeregowy t. j. $W = \frac{f}{Q}$.

Przykład 4.

Obliczyć szerokość wstęgi obwodu równoległego z danych przykładu 2. Obwód ten leży w obwodzie anodowym pentody o oporze wewnętrznym $R_i$ — 1M Ω

Z równania (22) wynika:

$$W = \frac{f}{Q}\left(1 + \frac{Rr}{Ri}\right)$$

$$= \frac{600000}{25}\left(1 + \frac{38100}{1000000}\right) \cong 24,9\ Kc/s$$

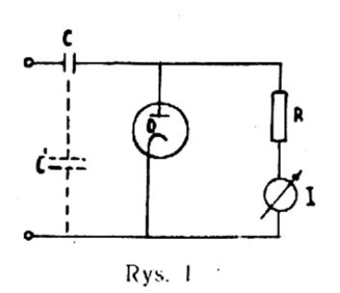
Jak widzimy szerokość wstęgi zwiększyła się blisko o 4% w porównaniu z wielkością wstęgi dla obwodu szeregowego. Własności obwodu są w ten sposób zależne od elementów układu, które mogą mieć nań nieraz znaczny wpływ.

# Woltomierze lampowe dla warsztatów

Wiemy dobrze, że należyte wyposażenie warsztatu reparacyjnego w przyrządy pomiarowe jest koniecznym warunkiem fachowej i skutecznej pracy. Oprócz zwykłych woltomierzy i amperomierzy na prąd stały i zmienny, które wykazują mniejszy lub większy pobór mocy, często zachodzi potrzeba posiadania przyrządu, mierzącego napięcie bez odczuwalnego obciążenia obwodu badanego. Tak np. przy pomiarze napięcia siatki osłonnej lub napięć anodowych i siatkowych w obwodach zawierających duże opory omowe, wskazania zwykłego przyrządu z cewką ruchomą są całkowicie fałszywe. Mając pod ręką schemat badanego odbiornika można oczywiście błędy te odpowiednio uwzględnić i skorygować, gdy jest to niemożliwe, trzeba szukać innych środków zaradczych. Wówczas właśnie woltomierz lampowy oddaje nieocenione usługi. Należy z góry zaznaczyć, że nie można traktować każdego woltomierza lampowego jako wskaźnika napięcia, który zupełnie nie pobiera mocy. Ściśle mówiąc, tylko specjalne przyrządy, pracujące z lampami elektrometrycznymi spełniają powyższy warunek. Woltomierze lampowe, w których są zastosowane zwykłe lampy odbiorcze zużywają pewną moc, która jednak jest o wiele mniejsza od mocy, pobieranej przez najbardziej czułe woltomierze zwykłej budowy. W związku z tym, praktycznie można uważać woltomierze lampowe jako przyrządy nieobciążające obwodów mierzonych. Jednakże zachodzą wypadki, gdy założenie to staje się zgoła fałszywe. Na przykład woltomierz z diodą ma stosunkowo mały opór wejściowy i nieraz pod tym względem ustępuje przyrządowi z prostownikiem kuprytowym. Lecz i w tym wypadku woltomierz diodowy posiada tę zaletę w porównaniu z tym ostatnim, że może być stosowany do pomiaru napięć dowolnej częstotliwości, a więc i wysokiej. Układy, zawierające stopień wzmacniający mogą mieć znacznie większy opór wejściowy. Dotyczy to nawet wyżej wspomnianego woltomierza diodowego, połączonego ze wzmacniaczem .

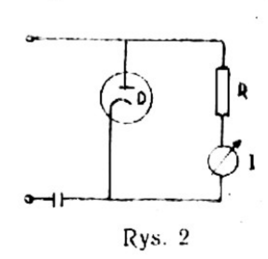
Zadaniem niniejszego artykułu jest omówienie najważniejszych układów .

Zasadniczy układ woltomierza diodowego znany już jest ze schematów nowoczesnych odbiorników. Spotykamy go zawsze wówczas, gdy zależy nam na wydzieleniu składowej stałej napięcia np. przy załączeniu diody automatyki do anody wzmacniacza pośredniej częstotliwości superheterodyny w tak zwanym „układzie równoległym" (rys. 1).




Rys. 1

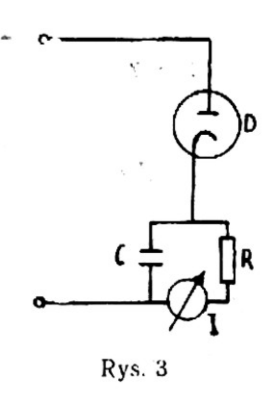
Kondensator C oddziela napięcie stałe, R jest oporem obciążającym diodę D i przyłączony jest równolegle do niej. Aby ten układ wykorzystać jako instrument pomiarowy, należy dodatkowo włączyć szeregowo z oporem R miliamperomierz I. Wadą układu jest zawsze istniejąca pojemność C' między stosunkowo dużym w praktyce kondensatorem C a ziemią, co znacznie zwiększa pojemność wejściową woltomierza lampowego. Przy pomiarach napięć wysokiej częstotliwości może to spowodować znaczne błędy. Z tych względów stosuje się raczej układ rys. 2, w którym pojemność C leży w doprowadzeniu uziemionym, co nie ma zresztą żadnego znaczenia zasadniczego.




Rys. 2

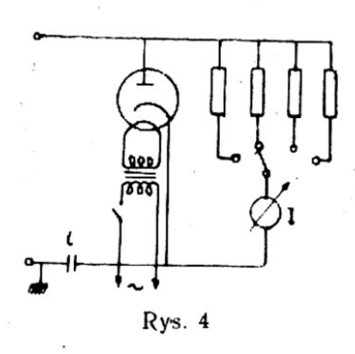
Opór takiego woltomierza diodowego wynosi dla większych napięć R/3 i zmniejsza się znacznie, gdy napięcia mierzone są małe. Oczywiście opór ten może być wybrany dostatecznie duży co wymaga jednak stosowania bardzo czułego przyrządu pomiarowego. Zazwyczaj stosuje się instrumenty o cewce ruchomej o całkowitym wychyleniu dla 30 — 100 μA. Drugim układem często stosowanym jest wskazany na rys. 3 ‚układ szeregowy" R i D.

Zaletą powyższego schematu, jest większy opór wejściowy, wynoszący R/2 dla wyższych napięć; wadą natomiast jest warunek istnienia obwodu zamkniętego dla prądu stałego poprzez



Rys. 3

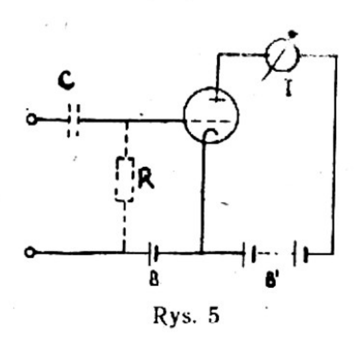
części układu, leżące na lewo od zacisków wejściowych oraz niedopuszczalność istnienia jakichkolwiek dodatkowych napięć stałych. Uniwersalne więc zastosowanie ma tylko układ z rys. 2.



Rys. 4

Praktyczne wykonanie takiego woltomierza lampowego jest podane na rys. 4. Jako diodę D można stosować dowolną diodę odbiorczą o ile tylko wyłączamy możność pomiarów w zakresie fal ultrakrótkich. Jeżeli rozporządzamy duodiodą, wykorzystujemy tylko jedną z nich, a mianowicie tę, która wykazuje mniejszą pojemność, zaś drugą zwieramy na krótko. Tak np. mając EB11 wybieramy diodę $D_2$ $K_2$ (1 pF); dla AB2 jest znowu obojętne, jaką diodę użyjemy, gdyż obie mają pojemności równe 4pF, w KB2 bierzemy $D_2$ K (1,7pF). Kondensator C musi posiadać dla najniższego zakresu pomiarowego wystarczająco dużą pojemność, aby przy najniższych częstotliwościach (praktycznie 50 c/s) jego opór pojemnościowy był nieznaczny w porównaniu z oporem omowym. Najczęściej stosuje się wartość 2μF. Transformator Tr powinien dawać odpowiednie napięcie żarzenia; jeżeli stosuje się lampę KB2 należy go zastąpić małym akumulatorem o napięciu 2V. Przyrząd o pełnym wychyleniu 100 μ A (0,1 m A) pozwoli na otrzymanie następujących zakresów: 5, 15, 50 i 150 V ($D_2K_2$). Napięć powyżej 150V (ściśle mówiąc 141V) mierzyć nie można, ponieważ diody odbiorcze wytrzymują szczytowe wartości napięć, dochodzące najwyżej do 200V, co odpowiada, przy napięciach sinusoidalnych, wartości skutecznej $\frac{200}{\sqrt{2}} = 141{,}5$V. O ile woltomierz służy do pomiarów napięć niesinusoidalnych należy być bardziej ostrożnym, gdyż stosunek wartości szczytowej do wartości skutecznej może być znacznie większy od $\sqrt{2}$.

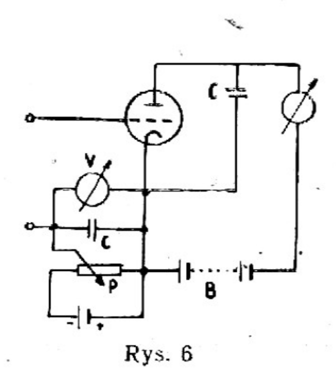
Skalowanie przyrządu najlepiej wykonać przez porównanie z dokładnym woltomierzem prądu zmiennego przy częstotliwości 50 c/s. Całość woltomierza jest zazwyczaj wbudowana do skrzynki metalowej lub drewnianej. Skala przyrządu może być na nowo cechowana, względnie można posługiwać się krzywymi skalowania. Prąd spoczynkowy takiego układu praktycznie przeszkadza tylko w najniższym zakresie pomiarowym, gdzie wynosi np. dla EB 11 od 8 do 11 μ A. Powoduje to pewne uszczuplenie zakresu, co jednak w praktyce nie jest dotkliwe. W razie potrzeby można przeciwdziałać temu stosując kompensację, która np. dla EB11 polega na załączeniu drugiej diody poprzez odpowiednio dobrane opory (zmieniane przez główny przełącznik) do instrumentu pomiarowego, tak że jej prąd płynie w kierunku odwrotnym do prądu pierwszej diody. Dla najmniejszego zakresu stosuje się wówczas opór regulowany około 100K Ω, który się ustawia tak, aby prąd spoczynku diody pomiarowej był całkowicie skompensowany. Często używa się również przełączalne pojemności, ponieważ, szczególnie przy pomiarach dużych napięć, wskazówka wraca do zera bardzo powoli ze względu na powolne wyładowanie dużej pojemności przez wysoki opór. Na ogół jednak można te małe udoskonalenia pominąć, gdyż powodują one komplikację w budowie przyrządu.



Rys. 5

Druga grupa woltomierzy lampowych, którą chcemy omówić, wykorzystuje wzmocnienie lampy jedno- lub wielosiatkowej. Pentody są zazwyczaj stosowane w układzie triody, gdyż układ pentody nie przynosząc żadnych zalet, komplikuje tylko schemat.

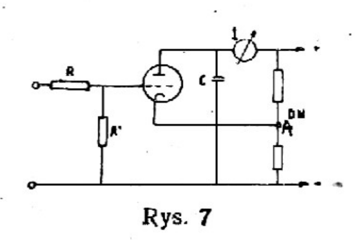
Punktem wyjścia naszych rozważań jest rys. 5., lampa czerpie swe stałe napięcie siatki z baterii B zaś napięcie anodowe z B'. Przyrząd pomiarowy J wskazuje prąd anodowy. Jeżeli dobierzemy początkowe ujemne napięcie siatki dostatecznie duże, tak aby prąd anodowy był znikomo mały, wówczas mamy do czynienia z detektorem anodowym. Napięcie zmienne przyłożone do siatki lampy będzie wyprostowane i powoduje powstanie określonego średniego anodowego prądu stałego. Skalowanie można wykonać w sposób identyczny do opisanego wyżej. Ewentualnie istniejące napięcia stałe są oddzielone na wejściu przy pomocy członu RC (rys. 5); opór R powinien być możliwie duży (3 — 5MΩ), zaś kondensator C winien posiadać opór pojemnościowy znikomo mały w porównaniu z R, dla najniższej częstotliwości mierzonej. Jeżeli chcemy zejść do częstotliwości na przykład 30 c/s kondensator C musi mieć pojemność 0,25 μF. dla R = 3M Ω. Przyrządu można nie skalować jeżeli mierzyć będziemy bezpośrednio wartości



Rys. 6

szczytowe napięcia (układ rys. 6). Przy krótkozwartych zaciskach wejściowych ustawia się ślizgacz potencjomierza P tak aby prąd anodowy był bardzo mały (1 — 2 podziałki na skali); następnie załącza się napięcie mierzone i reguluje się P tak aby otrzymać tę samą wartość prądu anodowego. Różnica napięć wskazywanych przez woltomierz V podczas tych 2 pomiarów jest właśnie szukaną wartością szczytową napięcia mierzonego. Sposób ten można również zastosować do woltomierzy diodowych. Kondensatory C na rys. 6 służą do zwarcia napięć zmiennych w obwodzie prądu stałego.

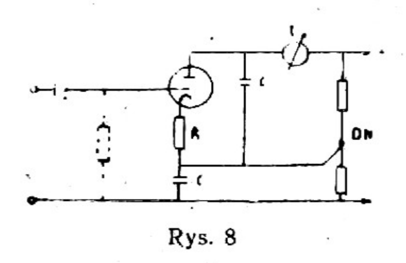
Rys. 7 wskazuje jak można otrzymać woltomierz lampowy dla prądu stałego wychodząc z układu rys. 5. Ujemne początkowe napięcie siatki ustala się przy pomocy załączenia katody do punktu A, na dzielniku napięcia załączonym między (+) a (—); jest ono wybrane tak, aby przyrząd I wskazywał w przybliżeniu połowę prądu anodowego, właściwego lampie w układzie stosowanym. Każde napięcie stałe, przyłożone między siatką a (—) zmienia anodowy prąd zwiększając go lub zmniejszając w zależności od biegunowoś-



Rys. 7

ci załączenia. Przy pomocy znanych napięć stałych można woltomierz wyskalować.

Aby uzyskać duży opór wejściowy stosuje się możliwie duży opór R' między siatką a (—) a więc rzędu 3 — 5 MΩ. Opór R dobiera się tak, aby można było jeszcze wyraźnie odczytać najmniejsze napięcie mierzone (praktycznie napięcia rzędu 1V). W tym celu dobiera się R rzędu 7 — 10 MΩ. Rozszerzenie zakresu pomiarowego uzyskuje się przez wykonanie oporu R' w postaci dzielnika napięć, względnie przez powiększenie oporu R. W ten sposób uzyskujemy woltomierz o oporze własnym rzędu 10 — 15 M-Ω, który doskonale się nadaje do pomiarów napięć siatek osłonnych, siatek sterujących, anodowych przy dużym obciążeniu omowym oraz napięć w obwodach automatyki. Zaletą układu jest jego niebiegunowość, ponieważ punkt zerowy leży w środku skali. Instrument pomiarowy powinien mieć pełne wychylenie 2—6mA. Podobny układ może również służyć do pomiaru napięć zmiennych, jak detektor anodowy (rys. 8).

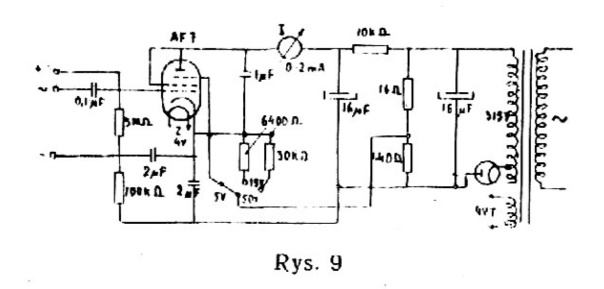


Rys. 8

Należy tylko uważać, aby odgałęzienie dzielnika napięcia było tak dobrane, by przy zwartych zaciskach wejściowych prąd anodowy był znikomo mały. Wybór różnych zakresów pomiarowych odbywa się wówczas przy pomocy zmiany oporu R. Najmniejszy zakres może nieraz pracować w ogóle bez oporu katodowego. Woltomierz ten może być użyty do pomiarów napięć stałych (wymaga specjalnego skalowania!) należy pamiętać tym razem o biegunowości i notować wzrost prądu anodowego.

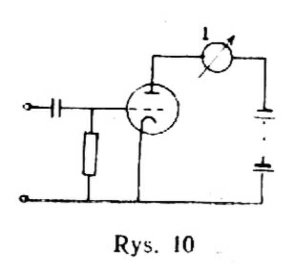
Wykonanie praktyczne podobnego woltomierza daje rys. 9; opór wejściowy wynosi około 3MΩ, co dla pomiarów napięć zmiennych jest wielkością bardzo dużą. Celem dokładnego dopasowania lepiej zastosować zamiast oporu stałego 640 Ω opór regulowany 1 k Ω odpowiednio ustawiony.

Przechodzimy teraz do trzeciej zasadniczej grupy woltomierzy woltowych: układu audionowego.



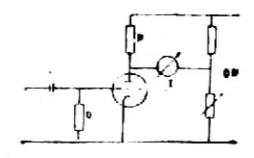
Rys. 9

Schemat zasadniczy jest dany na rys. 10. W układach takich prąd anodowy jest największy, gdy do siatki nie jest przyłożone żadne napięcie zmienne; w miarę zaś zwiększania się siatkowego napięcia zmiennego prąd maleje.



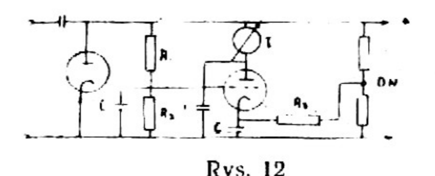
Rys. 10

Zasilanie woltomierza adionowego uskutecznia się najlepiej ze stabilizowanego prostownika sieciowego; aby utrzymać stały prąd żarzenia stosuje się opór żelazowodorowy. Lampa AC2 o napięciu anodowym 150V stabilizowanym daje przy wejściu 0,1 μF i 5 MΩ następujące wyniki: prąd anodowy spoczynku przy 0V napięcia zmiennego wynosi 10,3 mA, przy 5V napięcia zmiennego (wartość skuteczna) — 3 mA. Przy większych napięciach występuje detekcja anodowa co ogranicza zakres stosowania do 5V. Po załączeniu w obwód anodowy oporu 50 k Ω prąd anodowy spoczynku spada do 2mA, zaś przy 10 V wartości skutecznej napięcia zmiennego wynosi tylko 0,5mA.



Rys. 11

Wskazanie przyrządu może być jeszcze bardziej czułe, jeżeli mierzy się nie cały prąd anodowy lecz tylko jego zmianę. W tym celu stosuje się kompensację prądu anodowego spoczynku, przez użycie układu z rys. 11. Tak np. dla AC2 mamy pełne wychylenie 1mA — przyrządu przy 2V napięcia zmiennego stosując: C=0,1 μ F, R=5 M Ω R' = 50 K Ω i dzielnik napięcia DN, składający się z oporów: stałego 50k Ω i zmiennego 25 k Ω. Napięcie zmienne 0,1V daje się dosyć dokładnie zmierzyć. Stosując bardziej czuły instrument można mierzyć jeszcze mniejsze napięcia.



Rys. 12

Kombinacja woltomierza diodowego ze wzmacniaczem prądu stałego (analogicznego do rys. 7) jest podana na rys. 12. Układ ten pracuje na zasadzie podobnej do woltomierza audionowego. C' i $R_1$ + $R_2$ dobiera się zgodnie ze wskazówkami, podanymi wyżej. Przy pomocy $R_2$ dostaje się napięcie wyprostowane do stopnia wzmacniającego, który zawiera dodatkowo opór katodowy $R_3$. Kondensatory służą od zwierania napięć zmiennych. Zakresy pomiarów i czułość układu są podobne do schematu z rys. 10; przez stosowanie odgałęzień na oporze $R_2$ można jednak uzyskać duże rozszerzenie zakresu. Powiększenie czułości uzyskuje się przez stosowanie kompensacji anodowego prądu spoczynku, analogicznie do rys. 11.

# Odpowiedzi Redakcji

**W związku z licznie napływającymi listami Redakcja zwraca uwagę, że kupon na odpowiedź upoważnia do zadania tylko jednego pytania. Każde dodatkowe pytanie należy opłacić kwotą zł 25.**

**Począwszy od Nr. 4 miesięcznika „Radio" będziemy umieszczali na jego łamach tylko te odpowiedzi, które mogą zainteresować ogół czytelników, w innych wypadkach odpowiedzi będą przesyłane pocztą.**

**Stankiewicz Władysław** — Bytom, **Trzciński Aleksander** — Warszawa. Niestety prośbie pańskiej nie możemy uczynić zadość, ponieważ redakcja nasza nie wysyła żadnych schematów. Przy tej okazji podajemy jednocześnie do wiadomości ogółu czytelników, że wskazówki, podawane w odpowiedziach na nasze listy, mają formę porad technicznych, nie odnoszą się więc do zamierzeń, związanych z budową lub przebudową odbiorników (do czego niezbędny jest schemat), lecz mają za zadanie jedynie wyjaśnić zjawiska, związane ze złą pracą lub uszkodzeniem aparatu. Do zrozumienia szczegółów budowy i sposobów pracy służą artykuły, zamieszczone w naszym miesięczniku.

**Ob. PAST**, Lublin, ul. Staszica 14A. Do filtrów lepiej bezwzględnie używać kondensatory elektryczne, lecz w braku takowych można użyć i blokowe o napięciu pracy nie mniejszym niż 750V. Co do pojemności ich — to czym jest ona większa tym lepiej. Ze względu na przydźwięk prądu należy stosować nie mniejsze, niż o pojemności 2 x 8 μ F.

**Ob. Nazarewicz Wacław** — Biała Podlaska. — Schemat przesłany nam przez Pana jest dobry. Część można użyć z starego, nie nadającego się do naprawy, aparatu lub kupić go, tak jak i lampy w najbliższym większym mieście, w odpowiednich sklepach radiotechnicznych.

**Nowotarski** — Kraków. Nie możemy podać Panu żadnych szczegółów, dotyczących posiadanego przez Pana aparatu, gdyż obok jego typu nie została podana firma, która ten aparat wyprodukowała.

**Przepiórka Zbysław** — Warszawa. Jak z listu wynika, posiada Pan apart firmy „Kosmos — Pionier" nie posiadając do niego schematu. Otóż jak już niejednokrotnie w odpowiedziach podawaliśmy, żadnych schematów w ogóle nie wysyłamy, sądzimy jednocześnie, że w celu naprawy aparatu posiadanie schematu nie jest konieczne, ponieważ układy odbiorników tej samej klasy w zasadniczych zarysach różnią się między sobą nieznacznie.

**Oleszek B.** — Lublin. Ponieważ radiofonia polska w czasie ostatniej wojny ucierpiała więcej, niż jakakolwiek inna w Europie, a sprzęt zarówno nadawczy jak i odbiorczy został niemal całkowicie zdewastowany, przeto obecnie jest na uwadze przede wszystkim odbudowa i doprowadzenie do normalnych warunków pracy niezbędnych urządzeń w tej dziedzinie, aczkolwiek rozwój telewizji jak i wszelkie postępy radiofonii w innych krajach śledzone są przez nas z niesłabnącą uwagą.

**Gach Jan** — Dziedzice. Schematów nie wysyłamy, natomiast, jak Pan donosi, największy kłopot przedstawiają cewki. Sądzimy, że chodzi tu po prostu o strojenie aparatu, jeżeli naturalnie poza tym jest wszystko w porządku.

**Dobosz Stanisław** — Radom. Lampy specjalne LD2 i RV 12 P 2001 nie mogą być zastosowane do zwykłego aparatu radiowego. Są to przede wszystkim lampy przystosowane do pracy na prąd stały poza, tym trudności nastręcza żarzenie wymagające napięcia 12,6 v.

**Erwiński Mieczysław** — Koźmin. W odbiorniku typu „Sachsenwerk Olympia 401" zastosowane są lampy serii „E", pozwalające na zasilanie tego odbiornika napięciem stałym — należałoby wówczas zastosować jako prostownicą np. lampę CY 1 oraz odpowiedni opór redukcyjny (zamiast urdoxa), pomijając naturalnie w układzie lampę AZ 1 oraz transformator sieciowy.

**Zychiewicz Antoni** — Jasło. Nadesłany przez Pana Schemat aparatu dwuobwodowego jest w zasadzie prawidłowy poza oporem 60 Ω pomiędzy katodą i siatką osłonną pierwszej lampy, który wydaje się zbyteczny.

**Walczak** — Lublin Jeśli chodzi o popularny przyrząd pomiarowy dla radioamatorów, to wykonany starannie wg opisu przyrząd podany w Nr. 11 tygodnika (lub w Nr. 2 mies. „Radio") da bezwzględnie zadowalające wyniki, o ile naturalnie zastosowany będzie odpowiednio czuły wskaźnik. To samo dotyczy oscylatora, opisanego w Nr. 1 „Radio".

Sprawdzanie elektrolitów winno być dokonane podanym na nich napięciem z załączonym w szereg amperomierzem oraz zabezpieczeniem przed ewentualnym zwarciem. Wielkość wskazanego prądu będzie wskaźnikiem upływności elektrolitu (pożądane jest aby była ona jak najmniejsza). Warkot aparatu pochodzi prawdopodobnie ze złej filtracji pr. wyprostowanego. Należy sprawdzić elektrolity.

**Czarnecki Janusz, Praga** — Przesyłamy schecat aparatu bateryjnego posiada wady zasadnicze. Lampy do tego typu odbiorników wymagają napięcia anodowego minimum 90 v. Odbiornik na lampach serii „K" został opisany w Nr 27 (50) tygodnika „Radio i Świat".

Zakresu krótkofalowego do posiadanego przez pana „Supera" nie radzimy samodzielnie wmontowywać, czyn-

**KUPON Nr 4-5**

**na odpowiedź w „Radio"**

**Nazwisko** ..........................................

**Adres** ..........................................

..........................................

ność ta bowiem wymaga dużej wprawy i wyrobienia fachowego.

**Sobociński Stefan** — „Uciekanie" reakcji w czasie strojenia odbiornika za pomocą kondensatora obrotowego jest zjawiskiem normalnym i dlatego, aby układ utrzymać stale w punkcie wzbudzenia, należy w czasie strojenia lekko pokręcać gałkę kondensatora reakcyjnego. Poza tym sumaryczna pojemność kondensatorów CI i C2 wydaje nam się za duża.

Silniejsze sprzężenie cewki reakcyjnej z siatką przez wzajemne przybliżanie ich do siebie da oczywiście intensywniejszą reakcję — postępowanie przeciwne doprowadzi rzecz jasna do całkowitego zaniku reakcji.

**Miękuszewski A.**, Biała — Do 5-cio lampowego odbiornika produkcji sowieckiej posiada Pan tylko dwie lampy: 6K7 i 6Q7. Nieznane są panu typy czterech pozostałych lamp łącznie z prostowniczą. Ponieważ nie znamy tego typu odbiornika, możemy jedynie powiedzieć, że brakują w nim lampy: mieszacz, wzmacniacz wysokiej częstotliwości, głośnikowa i prostownicza. Zastosowanie odpowiedniego typu lampy zależy od układu odbiornika.

**Religioni Olgierd**, Warszawa — Urządzenie „antifaadingowe" zwane „automatyką" polega na wprowadzeniu w obwodzie wysokiej częstotliwości diody, mającej za zadanie utrzymanie zmiennego napięcia sterującego, podawanego wzmacniaczowi niskiej częstotliwości na możliwie równym poziomie.

Ponieważ w pewnym stopniu wprowadza do układu tłumienie, dlatego w odbiornikach słabych stosowanie jej w ogóle mija się z celem.

**Dzierzęcki Wacław**, Warszawa-Bielany — Układ zasilacza we wszelkich typach odbiorników sieciowych jest w zasadzie wszędzie jednakowy i dlatego wystarczy skopiować go z jakiegokolwiek posiadanego schematu. Odbiornika typu „Mende VI S 2 WOW" nie znamy, wobec tego nie możemy podać typów brakujących do niego lamp.

**Chlond Karol**, Otwock — Ze względów zasadniczych nie możemy, niestety, wskazywać żadnych firm, sprzedających aparaty radiowe. Poza tym trudno byłoby nam przewidzieć, jaka firma posiada w tej chwili aparat, którego schemat podaliśmy w naszej rubryce pt. „Przegląd schematów". (Redakcja miesięcznika nie przewiduje otwarcia działu pt. „przegląd firm").

**Krzywka Wł.**, Muszyna — Brak różnorodnych czasopism, traktujących radiotechnikę wielostronnie, zmusza nas do podawania w naszym jedynym dotąd w Polsce miesięczniku dla fachowców w tej dziedzinie artykułów zarówno dla praktyków jak i dla teoretyków, gwoli zaspokojenia potrzeb i zainteresowań szerokiej rzeszy naszych czytelników. Jeśli chodzi o artykuł pt. „Obliczanie układów wibratorowych" sądzimy, że nawet dla średnio zdolnego radiotechnika przy dostatecznej umiejętności zwykłego „rachowania" podane tam sposoby obliczeń są jasne i nie powinny nastręczać większych trudności. To samo dotyczy także jasności wyłożenia przedmiotu.

**Michalski Tadeusz**, Jarosław — Stosowanie układu zasilacza, dostarczającego napięcie anodowe odbiornikom bateryjnym, nie jest praktykowane, przede wszystkim ze względu na ekonomię; poza tym w układzie, przez pana podanym, nie da on pożądanych rezultatów. Układ samego odbiornika jest prawidłowy.

**Zaniecki Witold**, Zalesie — Jeśli chodzi o wybór schematu dla zbudowania jakiegoś niezbyt skomplikowanego odbiornika, radzimy przejrzeć schematy, zamieszczone przez nas w wydanych dotychczas trzech numerach miesięcznika „Radio".

**Kaflak Józef**, Szczerbów — Brak reakcji na falach średnich może być skutkiem za małej ilości zwoi cewki reakcyjnej lub odwrotnie podłączonych jej końcówek. Dobry rezultat powinno dać także powiększenie sprzężenia między cewką reakcyjną i siatkową przez wzajemne ich przybliżenie do siebie. Odbiór na falach krótkich, jeśli odbiornik pozbawiony jest tego zakresu, można uzyskać przez zastosowanie przystawki krótkofalowej bądź też wprost przez wmontowanie do aparatu cewek krótkofalowych.

**Szubert Józef**, Świnoujście — Niestety, odbiornika f-my Telefunken E 17027t nie znamy. O urdoxach i ewentualnym zastąpieniu ich oporami polecamy przeczytać artykuł w Nr 29 z b. r. tygodnika „Radio i Świat". Schematów nie przesyłamy.

**Woźniak Edward**, Lublin — Wojskowy typ lampy amerykańskiej VT136 — 1625 jest tetrodą o napięciu żarzenia 12,6 v. Napięcie anodowe Ua — 200 v., napięcie ekranu Ug2 — 150 v.

**Wadowski Józef, Mielec** — Opory „R' i R" w obwodzie diody, służącym do regulacji siły odbioru mają wartości 1 M Ω. Wpływ ręki na odbiór przy dotykaniu powłoki jednej z lamp świadczy o rozstrojeniu odbiornika.

**Górski Jerzy**, Ostrów Wielkopolski — Redakcja nasza udziela wskazówek i odpowiedzi na konkretne zapytania, związane z uszkodzeniami odbiorników lub wadliwą ich pracą. Schematów nie wysyłamy, natomiast pragnieniem naszym jest zapoznanie czytelników z popularnymi układami, których szablony podajemy w każdym numerze miesięcznika.

**Jeliński Antoni**, Żoliborz — Schemat, zdjęty przez Pana z niekompletnego odbiornika f-my Elektrit typ „Kadet" ma pewne wady. W celu skontrolowania swoich błędów i wyjaśnienia wątpliwości radzimy dla porównania przejrzeć schemat Nr 1 w numerze pierwszym miesięcznika „Radio" lub schemat „Dwójki Sieciowej" z Nr 20 tygodnika „Radio i Świat" z ub. roku. Schematy tego typu odbiorników w zasadzie mało między sobą różnią się.

**Wąsowski Jerzy**, Rembertów — Do odbiornika trzylampowego „Echo" pragnie Pan dobudować jeszcze jedną lampę. Szkoda, że nie określą Pan bliżej typu odbiornika, PZT bowiem wyprodukowało kilka różnych typów odbiorników „Echo". Sądzimy, że jeśli chodzi o wzmocnienie siły odbioru, najlepiej zastosować dodatkowy stopień wzmocnienia we wzmacniaczu niskiej częstotliwości.

**Lewandowski Jerzy**, Ostrowiec Świętokrzyski — Błędy, jakie zauważył Pan w opisie oscylatora, (Nr 1 miesięcznika) rzeczywiście mają miejsce; na szczęście przy budowie oscylatora wg. opisanego schematu, potrafił Pan je sprostować. Co do prawidłowego schematu może Pan nie mieć żadnych obaw ponieważ oscylator modelowy został u nas wykonany, a następnie dokładnie sprawdzony.

**Ob. Kuwalkowski E. — Włocławek.** — Objawy, jakie wykazuje posiadany przez Pana odbiornik, występują tylko przy złym zestrojeniu, tak obwodów pośrednich częstotliwości, jak oscylatora i obwodów wejściowych. Uważam, że, bardzo niewskazane było samemu stroić odbiornik, nawet przy pomocy oscylatora, nie mając w tym wprawy, gdyż obecnie już trudno coś o nim powiedzieć. Jeżeli jednak został nienaruszony ostatni przed lampą głośnikową kubek z cewkami pośredniej częstotliwości, to można by, podłączając odpowiednio oscylator, sprawdzić na jaką częstotliwość są zestrojone obwody pośredniej częstotliwości. Proponuję jednak oddać aparat do zestrojenia jakiejś poważnej firmie, a na pewno będzie pracował dobrze.

**Orzechowski Władysław** —Lublin. Uszkodzoną lampę R20N t. zw. urdox może Pan zastąpić oporem drutowym, którego wartość wynika z danych, dotyczących żarzenia zastosowanych w odbiorniku lamp. Żaróweczki oświetleniowe, ze względu na ich bezpieczeństwo, należy przenieść do obwodu równoległego.

**Musioł Jan** — Katowice. Miesięcznik „Radio" prześlemy Panu po wpłaceniu prenumeraty. Schematy cewek i przełączników w aparatach wyższej klasy przedstawiają się dla niewprawnych w odczytywaniu schematów dość zawile, wątpimy przeto, czy posiadanie schematu cewek i przełącznika stosowanego w superach Philipsa, uprości w czymkolwiek sprawę doprowadzenia aparatu do porządku.

**Dziuba Adam** — Sosnowiec. Zastosowanych w schemacie Nr. 6 miesięcznika „Radio" Nr. 2 lamp EBF11 i ECL11 — nie polecamy zastępować innymi. Lampę ECH 11 można zastąpić lampą ECH3 (szklana) oraz lampę AZ 11 — lampą AZ1. Oznaczenie „K" przy wartościach oporów oznacza kiloomy w stosunku 1 kiloom (K$\Omega$) = 1000 omów.

**Węgrzynowski Władysław** — Wrocław. Nie wiemy o jakim przyrządzie pomiarowym pisze Pan w liście; jeśli idzie o uniwersalny przyrząd pomiarowy, opisany w Nr. 2 naszego miesięcznika, to wyraźnie zostało tam podane, że jako wskaźnik powinien być użyty przyrząd jednomiliamperowy. Wobec tego rzecz jasna, że użycie przyrządu mniej czułego — 100 miliamperowego nie da pozytywnych wyników.

**Bednarczyk Krzysztof** — Wrocław. W tej chwili w Polsce nie ma jeszcze fabryki, produkującej lampy radiowe dla celów prywatnych. O ile nam wiadomo fabryki Związku Radzieckiego nie załatwiają indywidualnych zamówień na lampy — sprzęt radiowy, otrzymany dotychczas z Rosji, przybył do nas na zamówienie zainteresowanych instytucji.

**Hirszon Jerzy** — Toruń. Moc pentody wyjściowej typu sowieckiego SB 244 wynosi około 0,5 w. co łatwo obliczyć, biorąc dla danej lampy iloczyn

$$Ia.Ua = 4.10^{-3}.120 = 0{,}48.$$

Jeśli lampa SB 242 jest t. zw. „mieszaczem", nie może ona być zastosowana jako lampa końcowa, a siatki części oscylatora nie mogą pracować jako diody (jak to Pan proponuje). W nadesłanym schemacie lampa ta jest załączona prawidłowo.

---

# NOMOGRAM Nr 4

## Opór przewodników miedzianych

Do cyklu o transformatorach dołączamy jeszcze jeden nomogram — obliczenie oporu uzwojenia.

Opór przewodnika oblicza się wg. wzoru:

$$R = \frac{\rho . l.}{q} = \frac{\rho . l}{\frac{\pi . d^2}{4}} \quad \ldots . \text{omów}$$

**gdzie** $\rho$ = **opór właściwy miedzi — 0,0175** $\frac{\Omega . mm^2}{m}$ **(t = 20° c)**

l = długość przewodnika w m.

q = przekrój w mm²

d = średnica w mm.

Wielkość oporu-właściwego nie jest stała a zależy od warunków produkcji, stopnia zanieczyszczenia i t. p. Wartość 0, 0175 jest średnią przyjętą w praktyce.

**Przykład:** Opór uzwojenia o długości 20 m nie powinien być większy jak 1 $\Omega$. Przykładając linię między punktami 20 m. na skali „l" i 1 $\Omega$ na skali R otrzymamy q = 0,035 mm², d = 0,67 mm.


Redaguje **Komitet** **Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.**

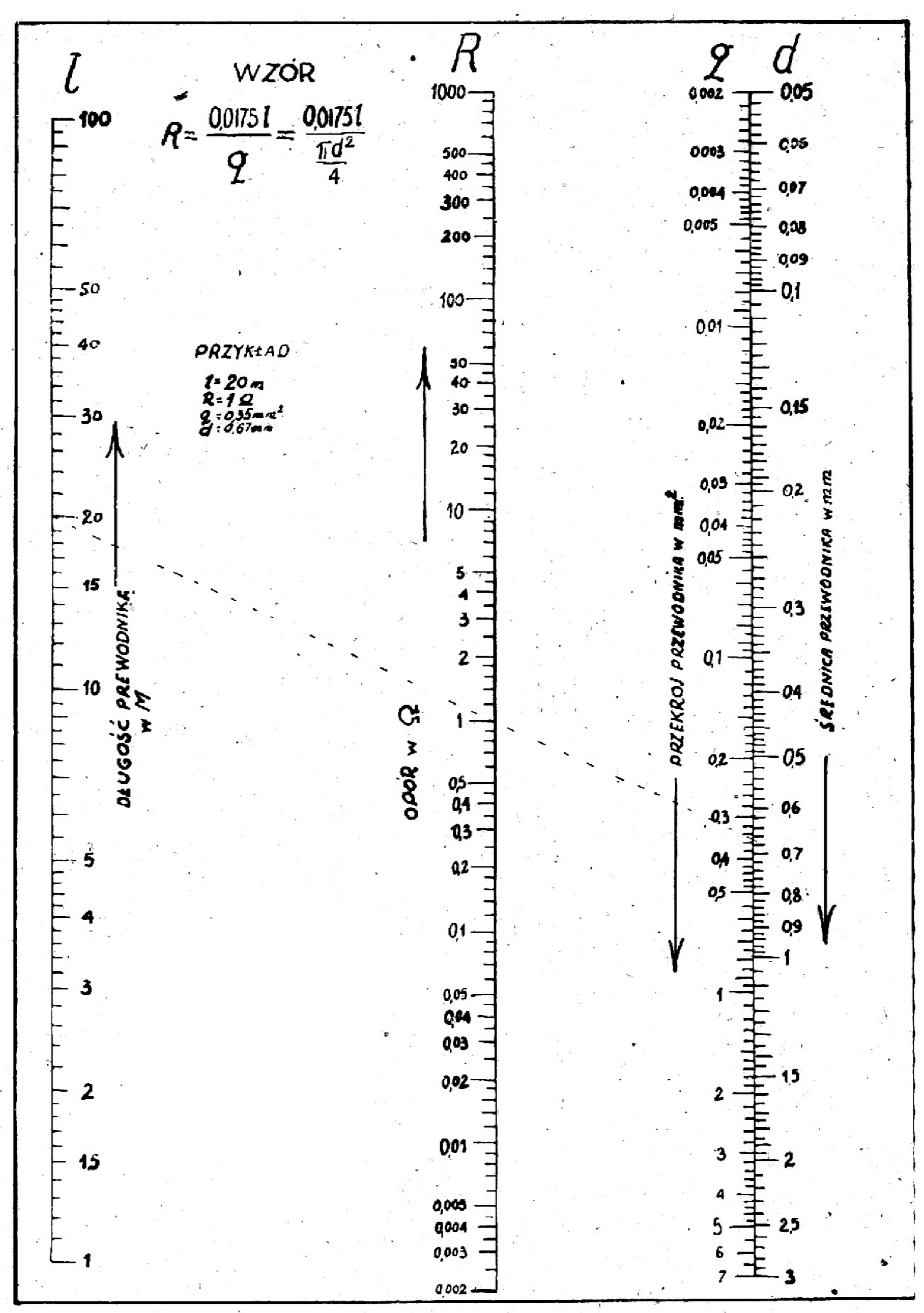
Adres Redakcji i Administracji: Marszałkowska 56.

**Warunki prenumeraty:** Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 300. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedyńczego egzemplarza zł. 50.—

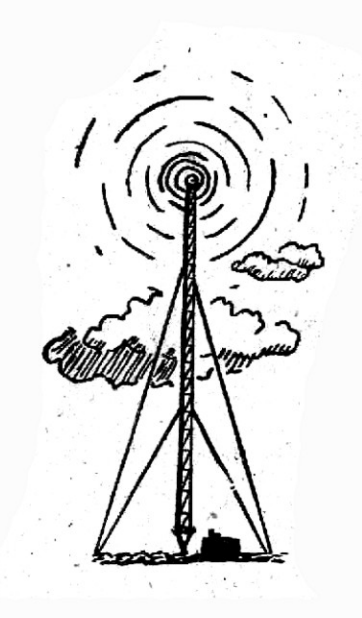




B-10449




Nomogram Nr. 4.



Zakł. Graf. „Książka", Warszawa, Smolna 12.